LIRE DUE
LA COPIA

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE
15 OTTOBRE 1937-XV

ANNO
- IX -
N. 19

QUINDICINALE ILLUSTRATO

NUMERO 19 ANNO IX

15 OTTOBRE 1937 - XV

QUINDICINALE ILLUSTRATO DEI RADIOFILI ITALIANI

Abbonamenti: Italia, Impero e Colonie, Annuo L. 30 - Semestrale L. 1
Per l'Estero, rispettivamente L. 50 e L. 30 - Direzione e Amm.: Via Malpighi, 12 - Milano - Tel. 24-433 - C. P. E. 225-438 - Conto corrente Postale 3/24-227.

In questo numero:

Il IV Convegno dell'Industria e del Commercio Radio

Si è riunito, il 26-9-1937-XV, in uno dei saloni del Palazzo della Triennale, al Parco, il IV convegno dell'industria e del commercio radio. Erano presenti, convenuti da ogni patre d'Italia, più di 700 fra industriali e commercianti, fra i quali figuravano i principali esponenti della nostra industria radio. Fra le autorità presenti si notavano il comm. Calderan, Ispettore Corporativo del Ministero delle Corporazioni, in rappresentanza di S. E. il Ministro Lantini; il comm. Broili, Presidente della Fedemetalli; il comm. Bugarini, direttore della Fedemetalli; il gr. uff. ing. Ichino, Direttore della Federazione Industriali Meccanici e Metallurgici, il comm. ing. Locatelli, direttore dell'Associazione Industriali Meccanici; l'ing. Ramazzotti in rappresentanza del Gruppo Radio del Sindacato Ingegneri.

Presiedeva il Convegno il gr. uff. ing. Renzo Norsa. All'inizio dei lavori, il Presidente, porto un saluto a tutti gli intervenuti, ha inviato l'espressione del vivo omaggio dell'assemblea al Duce Fondatore dell'Impero, verso cui si dirigono tutti i più devoti sentimenti degli italiani, in un momento, come questo, di altissima importanza politica. Ha quindi rievocato con brevi parole la grande memoria di Guglielmo Marconi, in omaggio della quale ha pregato i convenuti di raccogliersi in un minuto di silenzio.

Il comm. Calderan, porto quindi il saluto del Ministro delle Corporazioni S. E. Lantini, ha espresso i più caldi voti per la prosperità dell'industria radiofonica italiana. A lui si sono associati il comm. Broili, il quale ha soggiunto confermando che i negozianti di radio sono ottimamente attrezzati per condurre a fondo una efficace campagna in favore della nostra radiofonia; il gr. uff. Ichino, il quale ha recato al Convegno il saluto della Federazione da lui diretta. Aperta quindi la discussione, questa fu suddivisa in 4 punti generali, comprendenti ciascuno relazioni attinenti ad argomenti affini. Sull'alimentazione degli apparecchi radio in A. O. I. riferirono i signori: Daroda e Vaghi; sull'industria radio per quanto riguarda la costruzione di parti staccate e il problema dell'autarchia dei materiali destinati ai radioricevitori, il comm. Ducati e l'ing. Norsa; sui vari problemi del commercio (prezzi, sconti, rateazioni, pubblicità, ecc.) i sigg.: Bagnini, Mohwinckel, Pallavicini e molti altri; sui problemi generali della maggiore diffusione della radio in Italia presentarono infine le loro relazioni l'ing. Jacobacci e l'ing. Norsa.

Tanto le relazioni, quanto il dibattito a cui esse hanno dato luogo, sono stati seguiti dalla più viva attenzione dei convenuti. La discussione è stata lunga e cordiale: e ad essa hanno preso parte, fra gli altri, il comm. Broili, l'ing. Ichino, l'ing. De Cataldo, il rag. Mauri e il rag. Viganò e molti altri. Sono state votate, infine, all'unanimità, due mozioni: la prima — attinente ad argomenti del terzo gruppo sopraccennato — mirante a promuovere lo studio dei problemi riguardanti l'industria e il commercio, da parte di una Commissione di industriali e commercianti da nominarsi d'accordo fra le rispettive Federazioni; la seconda — particolarmente riguardante il quarto gruppo di relazioni — auspicante a una fattiva opera del Comitato tecnico intercorporativo, di prossima costituzione, nei riguardi di una maggiore diffusione della radio in Italia. Prima di chiudere i lavori, il presidente ing. Norsa, riassunta in lucida sintesi la discussione, ha rivolto fervide parole di ringraziamento all'indirizzo del Podestà di Milano e del presidente della Fondazione Bernocchi, che hanno concesso al-

la Mostra di trasferirsi quest'anno in una più vasta e attraente sede, inoltre ha ringraziato vivamente i dirigenti della E.I.A.R. che hanno dato la loro più ampia collaborazione per la migliore riuscita della Mostra. Il sig. Mohwinckel, a sua volta, si è reso interprete della vivissima soddisfazione degli espositori per la perfetta riuscita della Mostra e per la sua eccellente organizzazione. L'assemblea, quindi, ha tributato un caloroso plauso al Segretario della Mostra, ing. Gustavo Fassio, alla cui instancabile attività si deve in non piccola parte il successo della Mostra.

La Presidenza del Convegno, dietro incarico dell'assemblea unanime, ha inviato telegrammi d'omaggio alle LL. EE. Starace, Benni, Lantini, De Marsanich, Alfieri, Pession, l'on. Racheli presidente della Confederazione dei Commercianti e a S. E. Volpi presidente della Confindustria.

Il Convegno si è sciolto infine tra rinnovate espressioni di omaggio all'indirizzo del Duce.

* * *

Alla IX Mostra Nazionale della Radio

Le novità dell'industria radioelettrica

Continuiamo la rassegna delle novità dell'industria radioelettrica, iniziatasi nello scorso numero, e chiediamo venia agli espositori se un mancato « continua » ha potuto far credere questa già ultimata, e se non possiamo esporre con tutti i dettagli ciò che alla IX Mostra della Radio abbiamo osservato: lo spazio limitato ci impone di essere succinti.

C. G. E. - Compagnia Generale di elettricità.

Presenta una serie di tipi di supereterodina a 5 valvole, tra le quali una in combinazione radio fonografica. La presentazione è piacevole ed anche i due tipi in sopramobile hanno una linea estetica molto simpatica.

Tra le particolarità di questi ricevitori dobbiamo mettere in evidenza soprattutto la qualità di riproduzione che è stata sempre una delle doti fondamentali della produzione C.G.E. A questo contribuisce l'adozione di un altoparlante elettrodinamico ad ampio cono, ed il dispositivo di controllo del tono, che è combinato con il comando della selettività.

Come è noto, la variazione dell'accoppiamento nei trasformatori di media frequenza viene sfruttata per ottenere una ampia banda passante nell'amplificatore, e quindi una elevata qualità di riproduzione.

Il visitatore poteva osservare anche una tavola dimostrativa del processo di montaggio di un trasformatore di media frequenza ad accoppiamento variabile. Abbiamo notato l'uso di materiale ferromagnetico, che la C.G.E. già da tempo impiega largamente anche nella costruzione di trasformatori ad accoppiamento fisso. Tale materiale contribuisce a dare sensibilità e selettività non indifferenti.

Non possiamo fare a meno di dire qualche cosa del Radio-Balilla C.G.E. Esternamente esso non ha nulla di particolare; ma sappiamo che è stato realizzato senza economia e con materiale di alta qualità: ne è risultato un funzionamento ottimo, che può essere riscontrato prontamente all'ascolto.

L'apparecchio, come si sa, non è supereterodina, ma in questo esemplare abbiamo potuto notare l'efficacia dei nuclei ferromagnetici adottati per le bobine di accordo: il piccolo ricevitore ha infatti una sensibilità e selettività sorprendenti.

Un'altra novità, degna di nota, è il trasformatore a vibratore, che viene costruito solamente dalla C.G.E. E' un organo, di dimensioni molto limitate, che serve a trasformare l'energia in C.C. fornita da un accumulatore o altra sorgente, in energia in C.A. In alcuni tipi si ha anche il raddrizzamento: cioè all'uscita si può ricavare energia a C.C. ad alta tensione. Questo dispositivo che funziona senza l'ausilio di valvole, è di grande utilità per l'alimentazione dei ricevitori che debbono funzionare in località sprovviste di rete di illuminazione. L'alimentazione viene fatta completamente con un solo accumulatore. Crediamo che il vibratore avrà grande sviluppo e troverà la sua applicazione oltre che sui ricevitori per automibile, anche sui ricevitori per reti a C.C.

Sostituisce vantaggiosamente il survoltore rotante. (1)

RADIO SUPERLA

Abbiamo visto quest'anno una nuova Superla: la concezione costruttiva dei radio ricevitori è del tutto cambiata. Questa casa si è posta di colpo all'avanguardia: abbiamo notato un ottimo montaggio ed una buona presentazione. Ci sono piaciuti i mobili ed in particolare quello per la combinazione radiogrammofonica, con discoteca.

La scala parlante è di aspetto piacevole, e si fonde molto bene con la linea del mobile. In alcuni tipi Superla usa l'occhio magico.

UNDA RADIO

Tra la vasta serie di apparecchi presentati sono il « Super Quadri Unda 538 » ed il « Super Quadri Unda 838 ».

Il primo è una supereterodina a 5 valvole con 6L6 nello stadio finale che può fornire fino a 6,5 watt di potenza.

Il secondo è un radiogrammofono ad 8 valvole con due 6L6 nello stadio finale: potenza d'uscita 16 watt.

Dal lato costruttivo questi ricevitori hanno alcune particolarità interessanti: il montaggio è stato eseguito su due chassi separati, uno per l'alta frequenza, ed uno per la bassa frequenza e l'alimentazione. Questa disposizione contribuisce ad una maggiore stabilità meccanica ed elettrica. La scala parlante è di grandi dimensioni e l'indicazione è fornita da una colonna luminosa di bell'effetto. La sintonia viene facilitata oltre che dalla razionale distribuzione delle stazioni, anche da un dispositivo a forte spostamento che permette l'escursione della scala nel minimo tempo.

La ricezione avviene su quattro gamme, due delle quali ad onda corta: sono quindi comprese tutte le stazioni trasmittenti ad onde corte. Su queste gamme si ha un grande rendimento per l'uso di induttanze a forte diametro, e di condensatori variabili a piccola capacità (settore speciale per onde corte) : ciò assicura anche una elevata stabilità di ricezione.

Il tipo 838 è fornito di occhio magico.

S. A. I. GELOSO

L'industria ed il mercato delle parti staccate non sono molto sviluppate in Italia: però possia-

(1) *In uno dei prossimi numeri sarà trattato ampiamente il tema dei vibratori.*

mo dire che non si può facilmente trovare ne in Italia, nè altrove una ditta che possa fornire una così vasta serie di materiali. E quello che dobbiamo notare non è solo la varietà del materiale costruito, ma anche la qualità. A tutti i costruttori ed i dilettanti sono noti i prodotti Geloso: possiamo aggiungere che ultimamente sono state create le nuove medie frequenze con nucleo ferromagnetico colle quali il dilettante e lo sperimentatore hanno avuto la possibilità di nuove costruzioni e di nuovi risultati, che fino ad ora erano solamente alla portata dell'industria.

Abbiamo seguito con interesse la nuova serie degli amplificatori progettati dalla Geloso, tra i quali figura il tipo ad elevata potenza (60 watt indistorti) impiegante le nuove valvole 6L6.

WATT RADIO

Tra le novità della fabbrica torinese, notiamo una supereterodina a 5 valvole: « Freccia ». Impiega nello stadio finale la nuovissima valvola a fascio 6V6, che fornisce 4,5 watt indistorti. La ricezione avviene su tre gamme delle quali due ad onde corte.

Una bella realizzazione è costituita dalla supereterodina « Frejus » a 9 valvole tra le quali la 6L7, in funzione di mescolatrice con oscillatore separato, e due 6V6.

Ha quattro gamme: onde lunghe, onde medie, e due in onde corte, la prima delle quali arriva fino a 7 metri.

Presenta inoltre vari altoparlanti Jensen, che da tempo la Watt-Radio adotta per i suoi ricevitori ed amplificatori, e dei quali è nota la eccellente qualità.

Viene mostrato anche il centralino SW 20, che ha caratteristiche molto versatili. La sua installazione viene studiata per ogni caso dai tecnici della casa, e la potenza e le caratteristiche vengono modificate per adattarlo ad ogni particolare condizione di funzionamento.

RADIO LAMBDA

Mostra dei ricevitori supereterodina a 5 e 6 valvole, alcuni in combinazione radiofonografica, a 4 gamme d'onda.

Quello che più ci interessa notare in questo posteggio è la vasta serie di potenziometri e di condensatori elettrolitici. I primi sopratutto sono noti ai costruttori che da anni usano i prodotti Lambda; sono confezionati in modo perfetto ed hanno caratteristiche di stabilità e di rumorosità invidiabili. Essendo contenuti in involucro metallico, sono schermati ai campi esterni e sono protetti dalla polvere. I potenziometri Lambda, a filo ed a carbone, sono da tempo usati da molte industrie italiane di radioapparecchi.

MICRO

MICROFONI

Il microfono è un organo che evidentemente va diffondendosi ogni giorno di più, grazie alla diffusione degli amplificatori di bassa frequenza, degli apparecchi per incisione, delle piccole e grandi trasmittenti, ecc.

Col suo diffondersi naturalmente anche questo organo così importante si perfeziona e si migliora come avviene ed è avvenuto per le valvole, per i condensatori, gli altoparlanti e tutti gli altri componenti delle delicate apparecchiature radioelettriche.

Vogliamo esaminare in una rapida scorsa, alcuni tra i più diffusi tipi di microfoni, soffermandoci in particolare su qualche esemplare tra i migliori, di costruzione nazionale.

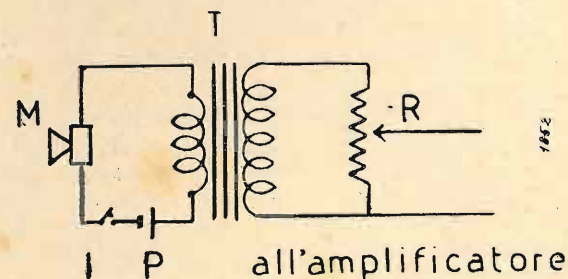
Si suole dividere i microfoni in cinque classi ben definite, a seconda del principio sul quale si basa il loro funzonamento.

Così abbiamo i tipi a carbone, a velocità, a cristallo, a condensatore e dinamici. Ognuna di queste classi presenta poi naturalmente delle varietà, come ad esempio, tra i microfoni a carbone si possono notare quelli ad una capsula, a doppia capsula e a corrente trasversa.

In tutti lo scopo è unico e noto: trasformare le onde sonore in corrispondenti correnti e tensioni elettriche, riproducendo quanto più fedelmente sia possibile e nello stesso tempo con il maggiore rendimento, il segnale iniziale.

I microfoni a carbone sono i più comuni ed i più noti.

I vantaggi che essi presentano in genere sono anzitutto il basso costo, la relativamente alta uscita ed infine una bassa impedenza.

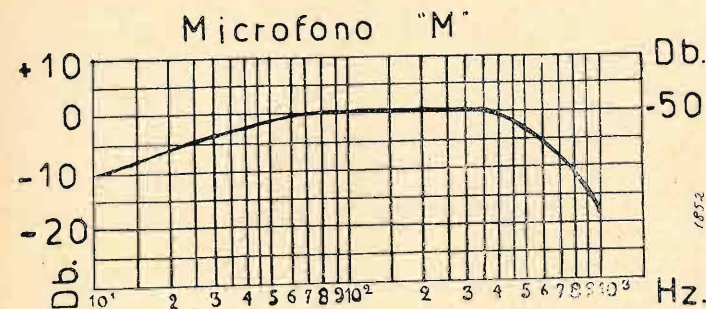
Il tipo più semplice è quello ad una sola capsula, modello telefonico a tutti noto. Questo microfono

però, se pur presenta i vantaggi suaccennati, è il meno indicato ad una buona riproduzione.

La sua presenza ed utilità sono notevoli in quei casi in cui, come per stazioni radiotelefoniche portatili, impianti di amplificazione provvisori, ecc., si richiede un piccolo ingombro, una elevata tensione di uscita, senza troppo badare alla qualità.

La intelleggibilità del segnale è buona in un campo ristretto che va dai 300 a soli 2000 Hz.

Lo segue subito dopo il tipo a doppia capsula; la differenza esistente tra essi è assai notevole nei riguardi della fedeltà di riproduzione. Logicamente il tipo a due capsule fornisce una minore energia.

Gli schemi di applicazione, schemi molto noti e semplici, sono visibili a figura 1. Nello stesso modo del microfono ad una sola capsula si collega quello a corrente trasversa il quale presenta in misura accentuata lo svantaggio di una bassa uscita. Suoi pregi sono però l'assenza assoluta di fruscìo, di effetti di cavità acustica,di savrariscaldamento.

Presentiamo un grafico del responso elettroacustico

di un esemplare di produzione nazionale e precisa mente del mod. 1862 della « Allocchio e Bacchini »; da esso si può rilevare come non vi sia presente alcuna risonanza propria. Inoltre tale responso, pur non avendo alcuna pretesa di alta qualità, è ottimo per la voce e per la musica.

Il livello normale del tipo sopracitato, è di -50 dB. circa all'uscita dell'adatto trasformatore di accoppiamento, ed uno stadio di preamplificazione con valvola ad elevato fattore di amplificazione è sufficiente a portare il livello a quello richiesto dai normali amplificatori.

Esso presenta una resistenza elettrica di circa 200 Ohm; la corrente che lo può attraversare va dai 20 sino a 50 milliamperes, senza tema di avaria e senza rendere critiche le condizioni di funzionamento, data la rilevante superficie affacciata.

Normalmente conviene osservare il valore di 25 milliamperes che si ottengono adoperando una batteria di eccitazione di 4 volt.

Naturalmente se si aumenta questo voltaggio aumenta di conseguenza anche la sensibilità, ma non è conveniente applicare più di 6 volt al circuito.

Abbiamo elencato dopo i tipi a carbone, quello a velocità. La stessa Ditta ha nel tipo 1863 un ottimo esemplare di microfono a velocità detto anche a nastro. In questa categoria non è presente il diaframma che è invece organo essenziale di quelli a carbone. Vi è invece un nastro, da cui il nome, liberamente sospeso in un intenso campo magnetico.

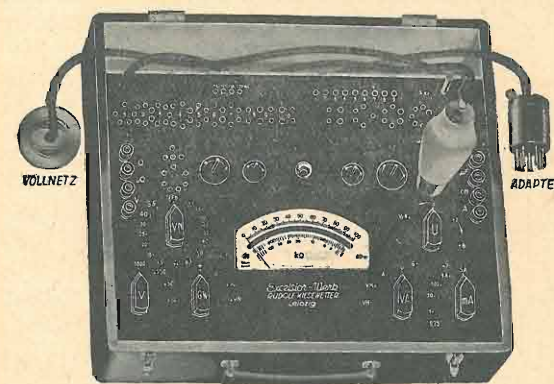
Il nastro metallico, mosso dalle vibrazioni sonore, si comporterà come un generatore di deboli correnti, dato il suo movimento nel campo delle linee di forza. I vantaggi, oltre ad un eccellente responso alle frequenze, sono una rilevante direzionalità, molto vantaggiosa per lo impiego entro locali chiusi, assenza di risonanze nocive e di effetti di cavità. A causa della delicata costruzione questo tipo non si presta però per il lavoro all'aperto ossia in quei casi in cui occorre che il microfono sia frequentemente spostato da un luogo all'altro.

Il modello al quale abbiamo accennato offre un responso lineare entro larghi rapporti di intensità sonora ed è costante entro una gamma acustica compresa fra 30 e 10.000 Hz circa.

Data la sua bassa impedenza interna è possibile disporlo a notevole distanza dall'amplificatore, ciò che in pratica torna spesse volte assai comodo. Il livello d'uscita su 200 ohm è di -75 dB. La variazione massima al responso delle frequenze indicate è di soli 1,5 dB.

Da notarsi inoltre, oltre al magnete al cobalto, di grandi dimensioni, il nastro di lega alluminio, specialmente trattato, invariabile alla temperatura, alla pressione ed all'umidità.

Tra i microfoni a cristallo notiamo che vi sono tipi con diaframma e tipi senza di esso; questi ultimi offrono una resa più fedele ed un responso più vasto non essendovi i limiti che normalmente frenano la azione meccanica della membrana. L'uscita di entrambi è molto bassa mentre, sempre a loro svantaggio, presentano pure una alta impedenza.

Per contro si prestano bene a qualunque genere di

TELEVISIONE

di ALDO APRILE

Ancora sulla scansione

Questa scanzione che tante e tante discussioni ha suscitato, presa così come essa è, abbisogna di una ulteriore dissertazione. Abbiamo già visto come viene applicata in linea generale, ed ora ci soffermeremo un istante su qualche approfondimento di cognizioni.

In figura 38, riporto una dimostrazione schematica della scansione usata in televisione.

Supponiamo di dovere trasmettere l'immagine sita in « a »; questa è formata di tanti quadratini elementari 1, 2, 3, 4, ecc. Il complesso scandente esplora per primo il quadratino 1; essendo esso bianco, non produce alcun effetto nel sistema sensibile e alla ricezione (« b ») non si avranno variazioni luminose; sullo schermo ricevitore apparirà nel primo istante una luce bianca dovuta all'emanazione della sorgente locale: la cellula fotoelettrica ha avuto, in altri termini, un effetto sensibile nullo. Nel secondo istante, davanti al gruppo esploratore apparirà l'immagine del secondo quadratino elementare; esso è nero, quindi di colore esattamente differente, cioè opposto, da quello esplorato in precedenza. Si nota allora una grandissima variazione di luminosità (massima) che logicamente genera nel complesso scansibile foto elettrico la maggiore variazione del flusso di corrente regolato dalla fotocellula; per reazione, nel complesso ricevitore apparirà un quadratino scuro, leggermente ritardato (per l'inerzia delle masse elettriche, la resistenza dei conduttori e la velocità di propagazione) e più o meno sfumato ai lati verticali. Altri due istanti bianchi, e altri due impulsi trasmessi alla fotocellula: due impulsi che praticamente si riassumono in un unico impulso: infatti dopo il terzo istante (immagine bianca) veniamo al quarto istante che, corrispondendo esso ad un altro quadratino elementare chiaro, dello stesso colore del precedente, avrà l'effetto pratico di ritardare di una frazione di tempo doppio lo stato ottico sul quadro di ricezione. La cellula fotoelettrica esplora il quadratino numero 3: a questa esplorazione corrisponde sul ricevitore un fascio di raggi bianchi; dopo di chè « l'occhio magico » passa all'effetto dal quadratino numero 4: essendo anch'esso bianco, la fotocellula stessa non dà luogo ad alcuna variazione di flusso elettrico, cioè esso si mantiene costante, come quello che si aveva in corrispondenza dell'esplorazione del quadratino elementare numero 3; in altri termini si otterrà praticamente in ricezione un impulso totale doppio di quello avuto precedentemente in riferimento al quadratino numero 2, di colore opposto, ossia nero, e che rappresenta proprio il rettangolino formato dall'unione dei due quadrati elementari 3 e 4.

Immagine — Ricezione

a. Fig. 38 b.

Sopravviene nel quinto istante il quadratino numero 5, nero, che ha effetto sulla fotocellula inverso a quello precedente; in tal guisa nel complesso trasmittente si nota un flusso elettrico negativo rispetto a quello corrispondente alla zona bianca e nell'apparecchio ricevitore, per reazione (parlo di « reazione » usando un termine non rigorosamente proprio, ma che però può facilmente dare l'idea delle ripercussioni che si hanno nel quadro finale; prendere in considerazione, pertanto, che, nel nostro caso, questa « reazione » è sempre corrispondente all'azione, cioè ha carattere simile a quest'ultima) si ha una emanazione di luce negativa, cioè nera (la luce, contrariamente a quanto si può pensare, ha la possibilità di essere anche nera; naturalmente, in questo caso, la retina oculare, viene impressionata in modo differente, ma il principio di investimento e di trasmissione ai nervi ottici e cerebrali è sempre lo stesso). Il solito « sfocamento » agli estremi longitudinali, il solito ritardo, causati dalle ragioni più sopra accennate. Altri tre istanti, corrispondenti ai quadratini 6, 7 e 8, e poi entra in gioco il rettangolino costituito dall'unione dei due quadratini elementari 9 e 10. La cellula fotoelettrica, investita dai raggi scuri, modifica il flusso di corrente circolante nel circuito trasmittente, nel senso di renderlo opposto a quello precedente, riferentesi all'insieme dei tre quadratini bianchi 6, 7 e 8. Solita reazione al ricevitore e conseguente emissione di luce nera. Passa attraverso il complesso scandente il quadratino numero 9 e subito dopo di questi, si affaccia il quadratino numero 10. L'effetto di questo ultimo è identico a quello prodotto dalla precedente zona elementare, ossia non si nota alcuna variazione del flusso luminoso incidente sulla fotocellula; di conseguenza il flusso elettrico si mantiene costante, cioè identico a quello corrispondente all'istante precedente, e la reazione è identica: praticamente, sullo schermo ricevitore appare un altro quadratino nero, che, sommandosi a quello prodotto dal trasmettitore relativamente al n. 9, si concreta in un rettangolino nero, sfumato alle due estremità minori, e più o meno leggermente ritardato rispetto a quello relativo dell'immagine in scansione.

Dopo i quadratini elementari 11, 12, 13, si giunge alla scansione di quello numero 14 di tonalità nè chiara nè scura (non possiamo, in questo caso, parlare di colore vero e proprio, poichè è tutta una questione di relatività; infatti è dal modo come il colore originario influenza la fotocellula, che dipende il coloro in ricezione, apparente sul quadro finale, visibile dall'occhio dell'osservatore), cioè grigio. Agiva in precedenza il fascio di luce bianca, dovuta alla scansione relativa al quadratino elementare 13, e la cellula fotoelettrica, per esempio, concedeva il passaggio del massimo flusso elettrico; sul quadro ricevitore appariva un quadratino chiaro.

La nuova zona elementare 14, essendo grigia, varierà l'entità del flusso suddetto, ma non in misura uguale a quella che produrrebbe il nero, bensì alquanto ridotto; la corrente, nel circuito trasmittente, non sarà quindi nè massima, nè minima, e quindi avrà l'effetto di indurre nel ricevitore un flusso elettrico (anche il termine « indurre » è, a rigori, improprio) di medio valore, a cui corrisponde una emanazione di luce grigiastra sullo schermo finale.

Si potrebbe continuare le osservazioni fino all'esaurimento di tutti i quadratini elementari costituenti, nel loro complesso, il quadrato totale, rappresentante schematicamente l'immagine in trasmissione.

Riassumendo, a scansione ultimata, e nel giro di pochi centesimi di minuto secondo (ricordate che questa frazione di tempo deve essere alquanto minore di quella relativa all'effetto della cosiddetta « persistenza delle immagini sulla retina oculare », come ho più volte detto nelle precedenti lezioni), sullo schermo ricevitore finale, visibile dall'osservatore, apparirà la figura rappresentato schematicamente e con qualche approssimazione in « b ». Da rilevare le varie sfumature e i lievi ritardi, provocati dalle cause già accennate.

Nella puntata seguente parlerò degli effetti ulteriori relativi alla scansione dell'immagine e vedremo di ragionare insieme su un interessante diagramma.

---

lavoro ed hanno eccellenti caratteristiche di frequenza.

Assai noti sono pure i microfoni a condensatore.

Lo stesso nome spiega il principio sul quale si basano. Due armature una delle quali fissa e l'altra possibilitata a vibrare, costituiscono il complesso d'assieme; la distanza tra le armature suddette è minima, e le onde sonore col colpire la armatura mobile, fanno variare la capacità; poichè tra di esse esiste una differenza di potenziale, la variazione capacitativa pro-

durrà una variazione sulla differenza di potenziale stesso e si sarà raggiunto così lo scopo di tradurre le vibrazioni sonore in corrispondenti variazioni elettriche.

Essi, al pari dei microfoni a velocità, sono estremamente delicati. Inoltre richiedono un potenziale per il funzionamento rilevantemente più alto di quello solito. L'alta impedenza è pure un impedimento al collegamento a linee lunghe mentre l'uscita risulta ad un basso livello.

Come si sarà però notato, i microfoni a bassa uscita sono quelli che nello stesso tempo accompagnano questo loro, diremo così, scarso rendimento, con una fedeltà di riproduzione notevole.

I microfoni a condensatore quindi rientrano nella categoria dei più fedeli e oltre a ciò non hanno turbato il loro funzionamento da rumore di fondo rilevante.

Restano infine i tipi dinamici; essi offrono: bassa impedenza, ottimo responso alle frequenze, rumore di fondo pressochè nullo. A svantaggio presentano: estrema delicatezza, non direzionalità.

GIULIO BORGOGNO.

PROBLEMI

Risoluzione dei problemi precedenti

PROBLEMA N. 25

La resistenza di un conduttore è direttamente proporzionale alla resistività del metallo, alla lunghezza, ed inversamente alla sezione del conduttore stesso.

Queste relazioni si possono esprimere in sintesi con la formula seguente:

$$(1) \qquad R = \frac{\rho\, l}{S}$$

dove ρ è la resistività in ohm. per m. e mm², e la lunghezza in metri, S la sezione in mm².

Nel nostro caso sono noti i diametri e non le sezioni, potremmo ricavare queste ultime ma per risolvere il caso più generale conviene adattare la formola per i diametri.

Sappiamo dalla gometria che

$$S = \pi r^2 \quad \text{ora, essendo} \quad r = \frac{D}{2}$$

potremo scrivere:

$$= \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \text{cioè} \quad S = \frac{\pi D^2}{4}$$

Sostituendo S nella (1) avremo:

$$(2) \qquad R = \frac{\rho\, l}{\frac{\pi D^2}{4}} = \frac{4 \rho\, l}{\pi D^2}$$

Quest'ultima è l'espressione generale della resistenza in funzione del diametro del conduttore.

Da questa espressione, moltiplicando i due membri per .. . πD^2 e dividendoli per 4 l si può ricavare la resistività

$$\rho = \frac{\pi D^2 R}{4\, l}$$

Mettendo a posto i numeri, abbiamo

$$= \frac{3.14 \times 0{,}3^2 \times 23{,}80}{4 \times 4} \quad \text{cioè } 0{,}4.2037$$

adottiamo 0,42.

Cerchiamo ora il valore di resistenza del secondo conduttore mediante la (2).

$$R = \frac{4 \times 0{,}42 \times 5}{3{,}14 \times 0{,}22^2} = 55{,}2$$

La resistenza del secondo conduttore è dunque di 55,2 ohm.

PROBLEMA N. 26.

Un conduttore percorso da corrente ad alta frequenza presenta il fenomeno Thomson o « effetto della pelle » per il quale la conduzione della corrente si limita ad un solo strato in prossimità della superficie.

Lo spessore entro il quale si può considerare che la corrente circoli è dato è dalla formula di Bucherot.

$$E = \frac{}{2 \pi \sqrt{\mu\, C\, f}}$$

Dal fenomeno deriva un forte aumento dell'ostacolo offerto dal conduttore alle correnti di AF cioè un aumento della resistenza del conduttore.

Lord Rayleigh dà per il rame la formula seguente relativa al rapporto fra la resistenza offerta dai conduttori cilindrici di rame alla cc e quella offerta alla CA

$$\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = \frac{\pi d}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\rho}}\sqrt{f}$$

e, per il rame comune

$$\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = \frac{\pi d}{80}\sqrt{f}$$

dove *d* è in cm.

Nel caso nostro si avrà dunque (esprimendo *d* in mm.).

$$\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = \frac{3{,}14 \times 6}{80 \times 10}\sqrt{750.000}$$

Svolgendo, si ottiene $\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = 20{,}39$

cioè, la resistenza è divenuta ben 20,39 volte quella che era per la cc.

Calcolando ora quest'ultima (per metro):

$$R = \frac{\rho}{\pi r^2} \quad \text{essendo } r = 3 \text{ m.m}$$

$$R_{CC} = \frac{0{,}0175}{3{,}14 \times 9} = 0{,}00062 \text{ ohm per metro.}$$

La resistenza offerta dal conduttore alla CA di 750 Kc sarà data da $0{,}00062 \times 20{,}39$ e sarà precisamente di 0,0126418 ohm per metro.

PROBLEMA N. 27

La variazione di intensità anodica è data dal rapporto fra la variazione di tensione e la resistenza complessiva.

Essendo la variazione di tensione anodica data da quella di griglia moltiplicata per il coeff. di ampl., possiamo scrivere:

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_g}{R_i + R_e} k$$

Sappiamo però anche che i valore della potenza dissipata in una resistenza è dato dal prodotto del valore resistivo per il quadrato della intensità:

$$W = R\, I^2$$

Siccome noi cerchiamo la potenza dissipata nel carico esterno Re, potremo sostituire nell'ultima espressione ad R la Re e ad I^2 la ΔIa^2. Avremo dunque:

$$W = R_e \left(\frac{\Delta V_g}{R_i + R_e} k\right)^2 \text{ cioè}$$

$$W = \frac{\Delta V_g^2\, k^2\, R_e}{(R_i + R_e)^2}$$

Nel nostro caso non è data la resistenza interna, ma essa si può ottenere dal rapporto fra coeff. di amplificazione e pendenza.

$$R_i = \frac{k}{s} = \frac{30}{2{,}5 \times 10^{-3}} = 12.000 \text{ ohm.}$$

Mettendo i numeri al loro posto:

$$W = \frac{0{,}8^2 \times 30^2 \times 8000}{(12000 + 8000)^2} \text{ e svolgendo}$$

$$W = 11{,}52 \text{ milliwatt.}$$

PROBLEMI NUOVI

PROBLEMA N. 28

Applicando agli estremi di una serie di due capacità di cui una è nota (2 mF) una tensione altrnata di 30 volt a 50 periodi, si ottiene un passaggio di 35 mA misurabili con strumento termico.

Si domanda il valore della capacità incognita.

PROBLEMA N. 29.

Due corpi elettrizzati dello stesso nome, di forma sferica, rispettivamente con 5 UES e 18 UES sono posti ad una distanza di 75 cm.

Si domanda in quale punto della retta che congiunge i due centri dei corpi suddetti si potrebbe situare un terzo corpo carico o non, con la certezza che esso non sia sollecitato a muoversi in alcuno dei due sensi.

(Il punto cioè nel quale i due campi sono di uguale intensità).

PROBLEMA N. 30

Calcolare la capacità di un cavo coassiale schermato (tipo discesa d'aereo) il cui diametro del conduttore interno sia di 2 mm. quello dell'involucro sia di 9 mm. e la cui lunghezza sia di m. 20.

« Giovedì 14 ottobre si è riaperta « la Sezione Professionale (serale) « dell'Istituto Radiotecnico in Via « Circo, 4.

« La Scuola Professionale Radio- « tecnica tende alla creazione di « montatori radiotecnici, di aiuto « ingegneri radiotecnici, nonchè di « elettrotecnici, di elettromeccanici, « di telefonisti e di operatori ra- « diotelegrafisti ».

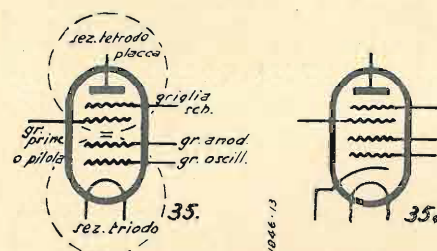
Programmi e schiarimenti in via Circo, 4.

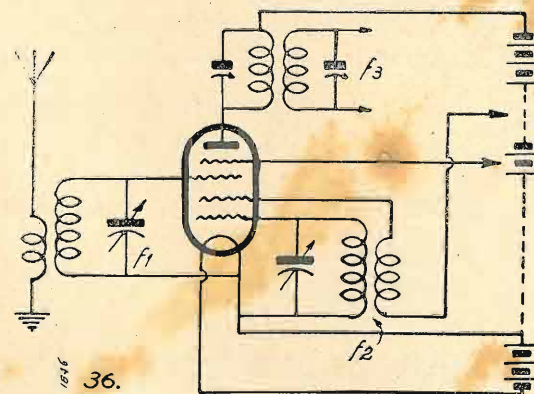
..... per chi comincia

VALVOLE CONVERTITRICI DI FREQUENZA

di G. COPPA

La necessità di ridurre quanto più possibile il numero delle valvole nei ricevitori moderni, ha portato all'impiego di valvole speciali che possono esplicare contemporaneamente più funzioni. Così, nelle supereterodine si è diffuso l'impiego di valvole multiple (esodi, ettodi, ottodi) che svolgono contemporaneamente le funzioni di oscillatrici e sovrappositrici.

Gli esodi possono essere considerati come valvole schermate alle quali sono aggiunti due elettrodi (aventi la stessa struttura delle altre griglie) interposti fra il catodo e la griglia pilota (fig. 35 e 35A).

Questi due elettrodi funzionano rispettivamente da placca (il più esterno) e da griglia (il più interno) in un circuito atto alla produzione di oscillazione persistenti. In questi termini detti elettrodi costituiscono con il catodo un triodo generatore di oscillazioni (vedere N. 13 della rivista, pag. 440).

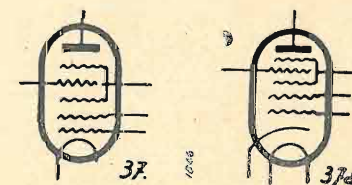
A differenza dei triodi che siamo usi a considerare, il flusso di elettroni emessi dal catodo non si arresta quando investe il terzo elettrodo che funge da placca, ma procede passando fra le maglie di questo e può venire normalmente pilotato dalla griglia principale azionando in tale modo la sezione « valvola schermata » dell'esodo.

Il flusso, s'intende, si arresta però quando investe la vera placca che è l'elettrodo più esterno ed è costituito da un cilindro di metallo a superficie continua.

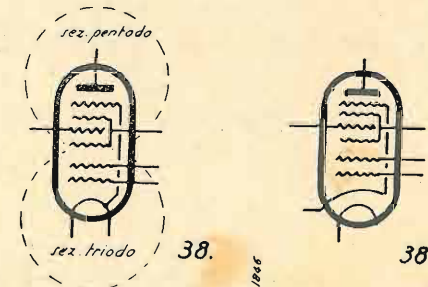
La sovrapposizione delle due frequenze si compie quindi nell'interno della valvola, ad opera della doppia modulazione del flusso elettronico effettuata prima nella sezione triodica poi in quella tetrodica.

Realizzando il complesso convertitore di frequenza con una valvola del genere, non è quindi più necessario ricorrere ad accoppiamenti esterni per la sovrapposizione delle due frequenze.

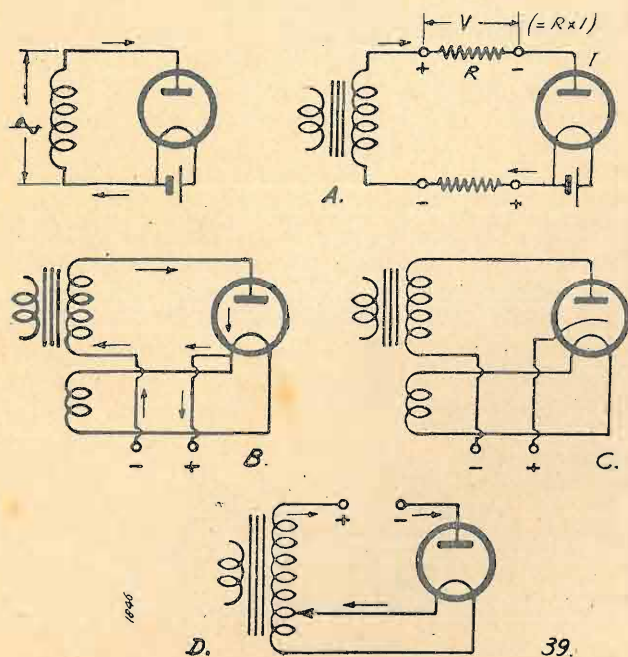
La figura 36 mostra un esempio d'impiego della valvola di cui si è detto.

Le valvole convertitrici quali l'eptodo e l'ottodo in ben poco si differenziano dalla precitata.

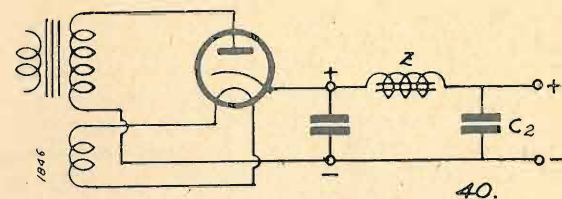
Infatti, l'eptodo (fig. 37-37A) si distingue per avere fra la « griglia anodica » della sezione triodo (quella che funge da placca) e la griglia pilota della sezione tetrodo un altro elettrodo mantenuto a potenziale costante che ha la duplice funzione di schermare elettrostaticamente le due sezioni della valvola e di costituire una specie di catodo virtuale.

Valvole multiple

Mentre nelle valvole convertitrici di cui si è detto si assiste sempre alla modulazione (o pilotaggio) di un unico flusso elettronico, in talune altre valvole vengono raggruppate più sezioni aventi flussi elettronici separati. Si hanno così valvole costituite da un pentodo AF e da un triodo (per la conversione di frequenza), da un pentodo di AF e un diodo (per la rivelazione e amplificazione di BF o reflex), idem e doppio diodo, per la rivelazione o la alimentazione.

Giudichiamo però superfluo il dilungarci nella trattazione di simili valvole tanto più che per esse valgono i principi già noti per gli altri tipi e che. in definitiva si possono racchiudere in un unico bulbo valvole termoioniche di costituzioni più disparate.

L'alimentazione dei ricevitori

Abbiamo più volte detto che. inserendo un diodo in un circuito sottoposto a corrente alternata si ha passaggio di corrente soltanto quando la placca è positiva rispetto al catodo. Ciò significa evidentemente che la corrente nel circuito passerà ad impulsi, soltanto durante un solo semiperiodo mentre si interromperà durante il semiperiodo di nome opposto. Un siffatto circuito viene dunque ad essere percorso da corrente in un unico senso (senso della freccia di fig. 39).

Se si inserisce in circuito una resistenza, si formerà evidentemente ai suoi estremi una differenza di potenziale che sarà positiva nell'estremo dal quale entra (secondo la convenzione) la corrente e negativa nell'estremo opposto (fig. 39 A).

Questa d. d. p. potrà assumere valore massimo quando il valore della resistenza inserita è molto elevato e quindi, a ragione maggiore quando in luogo di una resistenza vi sia una interruzione del circuito.

Le figg. 39 A, 39 C, 39 D mostrano alcune varianti del circuito di fig. 39 A e si riferiscono all'impiego di corrente alternata per l'accensione del filamento della valvola raddrizzatrice.

Notiamo che dei due terminali che recano la corrente da utilizzare è positivo quello in comunicazione col catodo del diodo raddrizzatore e negativo quello in comunicazione con la placca.

La corrente unidirezionale così ottenuta non puo però essere direttamente impiegata per l'alimentazione anodica di un ricevitore data la sua discontinuità dovuta al passaggio di un solo semiperiodo.

Per ridurre tale discontinuità si renderebbe utilissima l'applicazione fra i due terminali di un organo che potesse immagazzinare energia durante il passaggio di corrente data da un semiperiodo per restituirla quando tale corrente viene a cessare durante il semiperiodo di nome opposto.

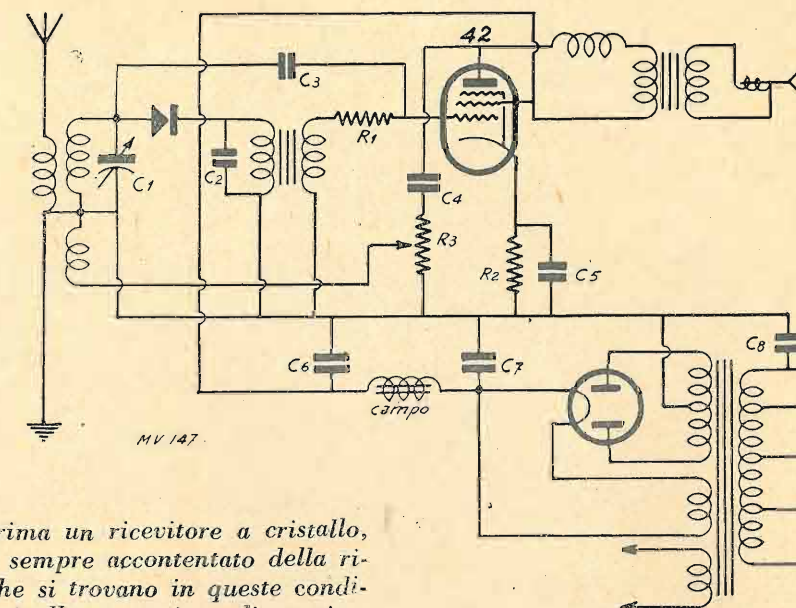
Organo adattissimo a tale funzione è precisamente il condensatore.

Per ridurre quanto più possibile il passaggio di componenti alternate dell'alimentatore al ricevitore si dispone fra i terminali di utilizzazione ed il ricevitore una impedenza (Z) che mentre non offre un apprezzabile ostacolo alla componente continua della corrente raddrizzata ne offre uno assai forte alle componenti alternate.

L'altro condensatore (C_2) visibile in fig. 40 serve poi a convogliare a massa le correnti alternate provenienti dal ricevitore e presenti nei corcuiti anodici di questo che altrimenti, non potendo attraversare l'impedenza di filtro Z si riverserebbero da uno stadio su di un altro, nel ricevitore producendo fenomeni di reazione di AF e BF, oppure, non potendo liberamente circolare ridurrebbero enormemente l'efficienza del ricevitore.

M. V. 147

Un monovalvolare ad una valvola semplice per la ricezione della locale in altoparlante.

di G. COPPA

Il principiante che ha montato, prima un ricevitore a cristallo, poi un ricevitore ad una valvola e si è sempre accontentato della ricezione in cuffia (e molti sono quelli che si trovano in queste condizioni), si accingerebbero molto volontieri alla costruzione di un ricevitore ad una valvola che consentisse, con mezzi modesti, una discreta e sufficiente ricezione in altoparlante della stazione locale ed eventualmente di qualcuna fra le principali straniere.

Alla realizzazione di questo loro desiderio si è sempre opposto l'ostacolo insormontabile della mancanza di uno schema che potesse fornire una sicurezza di risultati.

Si è andata così diffondendo la convinzione che con una semplice valvola (non multipla) non si possa ottenere una discreta ricezione in altoparlante.

Per questi motivi presentiamo oggi un circuito inedito realizzato secondo il principio dei modelli BV 140 e 141 che siamo certi non mancherà di destare vivo interesse nella vasta categoria di lettori di cui si è detto.

Per facilitare la realizzazione di questo ricevitore e per adattarlo alle diverse esigenze di ambiente, abbiamo pensato di completarne l'esposizione con la descrizione di un diverso numero di applicazioni nei diversi casi di alimentazione con svariati tipi di valvola.

Principio di funzionamento

E' a tutti noto che le valvole amplificatrici di potenza sono delle pessime rivelatrici. La ragione di ciò è ovvia dovendo la valvola amplificatrice di potenza amplificare uniformemente i due semiperiodi di correnti alternate che hanno già potenziali elevati nello stesso circuito di griglia. Ciò significa infatti che la curva caratteristica di amplificazione di detta valvola è in gran parte rettilinea contrariamente a quanto si richiede per una valvola rivelatrice.

Se le valvole di potenza potessero rivelare pur funzionando in piena caratteristica, il problema sarebbe svolto; basterebbe infatti realizzare un

comune circuito di rivelatore con reazione per ottenere una buona ricezione in altoparlante della locale.

Infatti, a far assumere alla corrente oscillante un potenziale d'ampiezza sufficiente ad azionare l'altoparlante basterebbe la semplice applicazione della reazione.

Siccome però le cose stanno diversamente, è necessario ricorrere ad un rivelatore esterno.

Il rivelatore più economico e più facilmente reperibile sul nostro mercato è indubbiamente quello a cristallo di galena. Ottimo sarebbe anche quello a diodo, con diodi speciali per la rivelazione, se non che l'importo di tali diodi è tale da rendere forse più economico l'acquisto di un'altra valvola e quindi la realizzazione di un bivalvolare. Inoltre, specialmente quando l'alimentazione è effettuata con batterie, l'aggiunta di un rivelatore termoionico potrebbe rappresentare una notevole dissipazione di energia.

Il ricevitore si compone dunque di uno stadio rivelatore a cristallo accoppiato a trasformatore ad una valvola per l' amplificazione finale (è vivamente consigliabile un pentodo di BF).

La caratteristica speciale del circuito consiste nell'effettuazione di un trasferimento dell'energia ad AF dal circuito oscillante d'aereo alla griglia della valvola e di un ritorno di tale energia ad AF, amplificata, al predetto circuito oscillante. Ciò consente di ridurre enormemente l'effetto della resistenza offerta dall'applicazione del cristallo al circuito oscillante.

Il trasferimento dell'energia d'AF amplificata, cioè di quella del ciclo di ritorno non deve però in alcun caso essere effettuata per via elettrostatica o magnetica ma a mezzo di un sistema potenziometrico che meglio di qualunque altro si presta a regolare le quantità di energia ad AF che si trasferisce e che ha un comportamento notevolmente aperiodico.

Come realizzare il ricevitore

Il ricevitore, come si è già accennato, può essere costruito secondo circuiti e con valvole diverse a seconda del sistema di alimentazione prescelto. La scelta della valvola deve cadere preferibilmente però su i tipi dotati di una alta « sensibilità di potenza » pur essendo valvole finali (il prodotto della pendenza per il fattore di amplificazione, più elevato possibile). Saranno perciò da preferire i pentodi, potranno però essere impiegate anche le valvole sul tipo della B 406 o B 409 Philips, RE 134 Telefunken, ecc.

La fig. 1 mostra una realizzazione con queste ultime valvole per l'alimentazione con batterie.

La fig. 2 rappresenta anche un complesso adatto per essere alimentato con la c. c. data da batterie ma impiega un pentodo del tipo B 443 Philips, RES 174 D Telefunken o TU 415 Zenith.

E' opportuno nella scelta della valvola per l'alimentazione con batterie considerare anche l'importante fattore della corrente anodica che non dovrà in nessun caso superare i 20 mA perchè al-

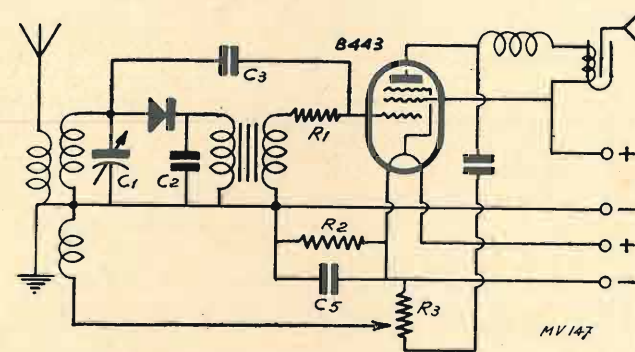
trimenti si verrebbe a compromettere seriamente la durata della batteria anodica.

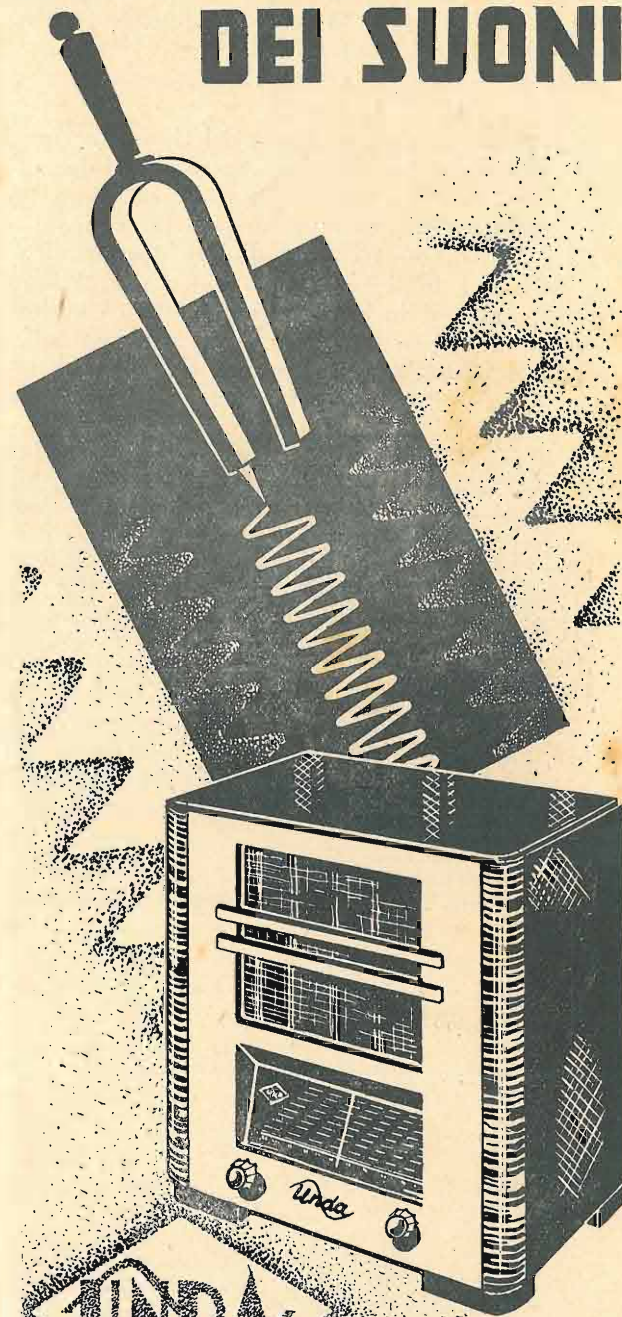
Anche il triodo si può montare con l'autopolarizzazione come si è fatto per il pentodo nel secondo schema. Il valore della resistenza R 2 si stabilisce mediante la formula

$$R = \frac{Vg}{Ia}$$

dove con Vg si intende la tensione negativa per la giusta polarizzazione della griglia e con Ia si intende la corrente anodica normale della valvola. Nel caso di un pentodo, quale corrente anodica normale va considerata la somma della corrente di placca e di quella dello schermo. La potenza di dissipazione della resistenza in questione si potrà calcolare mediante il prodotto della tensione negativa di polarizzazione di griglia per la corrente anodica normale:

$$W = Vg \times Ia$$

E' ovvio che resistenze capaci di dissipare potenze maggiori potranno sempre sostituire quelle indicate. Per l'alimentazione in alternata abbiamo previsto un ricevitore privo di trasformatore di alimentazione funzionante con una '43 americana ed una 25Z5 raddrizzatrice della stessa serie (fig. 3). La 25Z5 non funziona però nel caso nostro da raddoppiatrice ma ha i due diodi in parallelo per offrire una caduta di potenziale minima.

I filamenti delle due valvole sono alimentati in serie fra di loro e portano in serie una resistenza che serve ad abbassare la tensione di linea sino a 50 volt, tensione richesta per l'accensione delle due valvole. Detta resistenza si calcola in base a 3,333 ohm per ogni volta di caduta di potenziale. La tensione da applicare al complesso non deve superare i 125 volt, per tale motivo tale resistenza ha un valore massimo (per 125v.) di 250 ohm ed una dissipazione di 22,5 watt (o più).

Quando la tensione di rete sia più elevata andrà aggiunta una resistenza addizionale la cui funzione è quella di ridurre contemporaneamente la tensione di accensione e quella applicata agli anodi. Detta resistenza che si inserisce in serie all'ingresso della corrente di linea si calcola in base a 3 ohm. per volt di differenza cosicchè, se ad esempio la tensione di linea è di 160 volt, la differenza sarà

di 160—125=35 volt ed il valore della resistenza di:

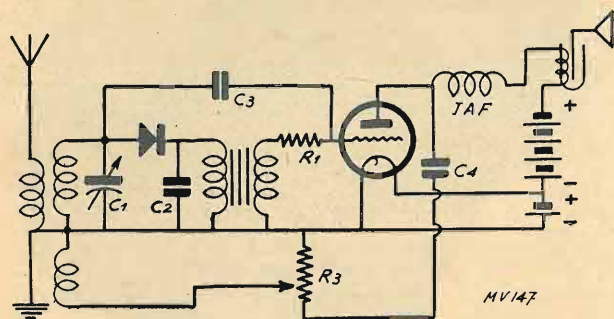
35 × 3 = 105 ohm.

La dissipazione si potrà ottenere dal prodotto della differenza di tensione (nel nostro caso di 35 volt) per il numero 0,33 (che rappresenta l'intensità normale circolante).

Nel nostro esempio avremo:

W = 35 × 0,33 = 11,55 watt.

L'altoparlante da usarsi sarà del tipo a magnete permanente dinamico oppure magnetico bilanciato, si sconsiglia in ogni caso l'impiego di dinamici con eccitazione in serie perchè produrrebbero abbassamenti troppo rilevanti di tensione anodica.

Si potranno impiegare dinamici con eccitazione soltanto nei casi in cui l'avvolgimento di eccitazione ha un valore resistivo superiore ai 5000 ohm nel quale caso l'eccitazione non si effettuerà in serie sul circuito di alimentazione, ma in parallelo, vale a dire fra i catodi della 25Z5 e il negativo massimo.

L'impedenza di filtro che è indispensabile in tutti i casi sarà del tipo a bassa resistenza, con 350 ohm in media di resistenza, e 8H di induttanza.

La presa di terra non può essere connessa al negativo massimo per il fatto che questo è in comunicazione con uno dei due conduttori di linea. Si è perciò pensato di rendere indipendente il primario di aereo e di connettere la terra al ricevitore mediante un condensatore C9 della capacità di 0,1 μF.

Infine, il montaggio capace di dare un rendimento più elevato è quello che si ottiene con un pentodo del tipo 42 o 41 ed una valvola 80 o similiare.

S'intende che questi montaggi possono essere effettuati anche con valvole della serie europea qualora si adattino le tensioni e le resistenze, senza che per questo si renda necessaria alcuna variante al trasformatore d'aereo e di reazione ne al potenziometro o comunque a qualcuno degli organi percorsi da AF.

La resistenza R_2 di autopolarizzazione è per detto ricevitore, con valvole 41 e 42 da 420 a 450 ohm 2 watt. Usando valvole diverse detto valore cambia ed è sempre calcolabile con la formula $R = \frac{Vg}{Ia}$ di cui si è già parlato.

Molta cura va posta nella scelta del trasformatore di BF, essa sarà di preferenza del rapporto 1/5. Noi abbiamo usato con ottimo risultato uno « Sterling » di tale rapporto. Potrà capitare di trovarne degli adattissimi fra il materiale che compone vecchi ricevitori a batterie.

Dati per la bobina

La bobina di aereo e reazione va avvolta su tubo di bakelite (cartone bakelizzato) da mm. 30.

L'avvolgimento di sintonia, quello cioè connesso agli estremi di C_1 si compone di 98 spire 2/10 smaltato.

L'avvolgimento di aereo e quello di reazione sono avvolti in continuazione dei due estremi di questo e si compongono rispettivamente di 42 e 50 spire dello stesso filo. Fra la bobina d'aereo e quella di sintonia va lasciato uno spazio di 0,5 mm. quanto basta cioè perchè le spire dei due avvolgimenti non si abbiano a toccare.

I due estremi rispettivamente della bobina di aereo e di sintonia che si trovano più vicini vanno rispettivamente all'aereo e al cristallo. I due più lontani, vanno insieme a terra. Va connessa a terra anche la presa della bobina di reazione più prossima a quella di sintonia.

Per il circuito di fig. 3 si tenga presente che la presa comune all'avvolgimento di sintonia e a quella di reazione non va connessa a terra insieme al ritorno dell'avvolgimento di aereo, ma va al negativo del ricevitore il quale comunica con la terra soltanto attraverso la capacità di 0,1 mF.

Valore dei componenti

C1 variabile 400 mmF aria o mica
C2 fisso **3000** mmF mica
C3 » 200 mmF mica
C4 » 200 » »
C5 » elettrolitico 10 pF 30 V. o fisso 1 mF
C6 » elettrolitico 8 pF
C7 » elettrolitico 8 pF
C8 » 10.000 mmF
C9 » 0,1 mF
R1 30.000 ohm
R1 da calcolarsi nei diversi casi
R3 potenziomentro da 50.000 ohm con centro isolato.
jAF Impedenza di AF a nido d'ape per placca (500 Geloso).

*

ALLEGATO al N. 19 - Anno IX de L'ANTENNA (Spedizione in abbonamento Postale)

TECNICA DI LABORATORIO

1937-XV
15
Ottobre

AD USO DEI RADIO-PROFESSIONISTI

Voltmetri a valvola

di G. S.

Fin dal tempo in cui la valvola termoionica fu utilizzata come rivelatrice, si pensò di applicare lo stesso principio per la misura di tensioni in Radiotecnica. E. B. Monllu per primo nel 1923 stabilì un circuito per voltmetro a valvola, che verrà esaminato in seguito.

Il voltmetro a valvola è essenzialmente un rivelatore termoionico al quale viene applicata la tensione da misurare: la variazione di corrente anodica è indice della tensione applicata.

Le caratteristiche fondamentali dei voltmetri termoionici sono:

1) Elevata impedenza di ingresso, praticamente infinita, che permette di inserire lo strumento in qualsiasi punto di un circuito senza peraltro mutare le caratteristiche ed il funzionamento.

2) Alcuna limitazione alla frequenza di misura: se opportunamente disposto il voltimetro permette misure entro un campo praticamente illimitato di frequenze. Ne deriva quindi una facile taratura che può essere eseguita a frequenza industriale (50 per/sec.) per la quale è possibile avere strumenti molto precisi. La misura di tensioni a frequenza elevatissima viene influenzata dallareattanza del circuito di ingresso. Però è possibile disporre l'entrata del voltmetro in modo da avere capacità ed induttanza di ingresso molto basse, e giungere, praticamente senza errori, alla misura di tensioni a 10^8 per/sec.

3) Vasto campo di misura: In genere la portata di un voltmetro a valvola va da 1 a 20 volt; ma è possibile estendere tale portata nei due sensi. Si conoscono in fatti circuiti di misura che apprezzano con esattezza 10^{-3} volt, ed altri che arrivano a misurare fino a 10^2 volt.

Esistono svariatissimi circuiti per voltmetri a valvola. Essi si possono classificare, a seconda del sistema di rivelatore adottato, in:

Voltmetri con rivelazione per caratteristica di griglia.

Voltmetri con rivelazione per caratteristica di placca.

Voltmetri con rivelazione a diodo.

I voltmetri a rivelazione per caratteristica di placca sono oggi i più usati. In fig. 1 sono riportati due tipici circuiti di voltmetri a valvola: gli elettrodi della valvola sono polarizzati in modo che il punto di funzionamento sia nella parte curva della caratteristica Ip=f (Vg). La tensione alternata da misurare viene applicata ai capi del circuito di griglia; essa produce, a causa della non linearità della caratteristica una variazione della corrente anodica media e tale variazione viene registrata dal milliamperometro inserito nel circuito anodico. Dalla variazione di Ip, in base ad una taratura, si risale al valore della tensione applicata al circuito di ingresso. E' necessario cortocircuitare con una capacità le componenti alternative dalla corrente anodica.

Inoltre, poichè nella maggior parte dei casi il punto di funzionamento iniziale, per Vx=o, cioè con morsetti di ingresso in cortocircuito, determina una corrente anodica di riposo, si può disporre un circuito di bilanciamento. In tal modo si riesce a sfruttare tutta la deviazione consentita dal milliamperometro. La fig. I (b) indica un semplice sistema di bilanciamento in corrente anodica di riposo.

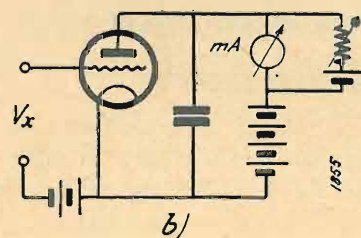
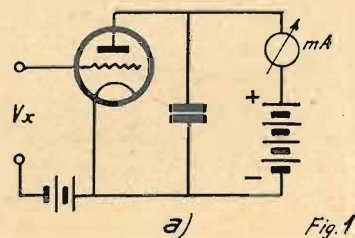
Si può fare una ulteriore classificazione dei voltmetri a valvola con raddrizzamento per caratteristica di

placca: essa è determinata dalla zona della caratteristica Ip=f(Vg) interessata nel funzionamento. Si hanno così:

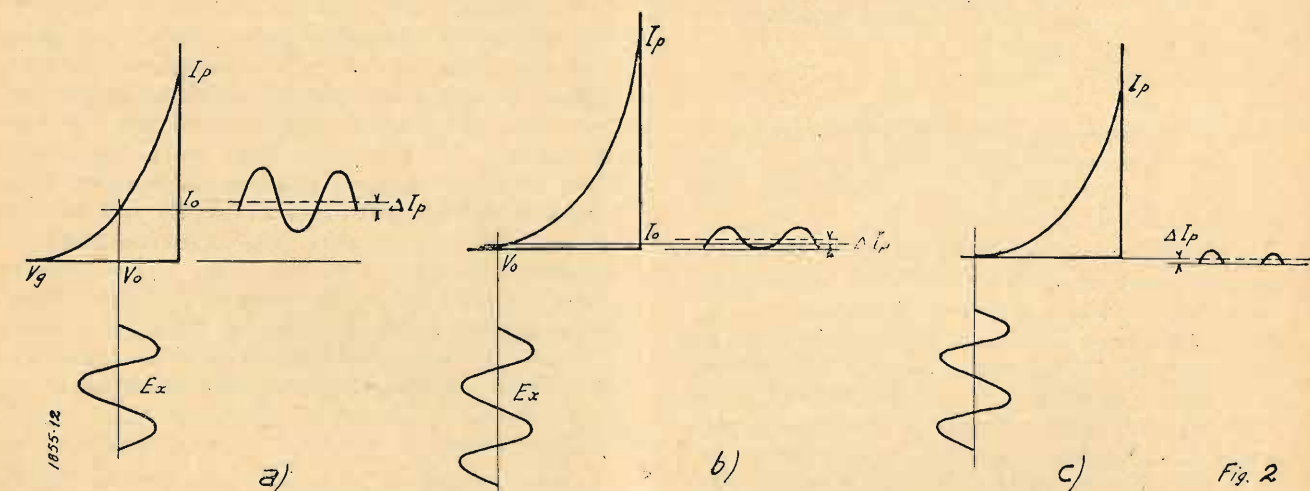
1) Voltmetri con rivelazione quadratica dell'onda.

2) Voltmetri con rivelazione quadratica della semionda.

3) Voltmetri con rivelazione di cresta.

Se la polarizzazione base di griglia è tale che la corrente anodica passi per tutto il periodo della tensione

applicata, come è indicato in fig. 2(a), allora a causa della curvatura della caratteristica si ha una variazione Δ Ip della corrente anodica. Tale variazione, poichè la caratteristica si suppone sostanzialmente parabolica, è funzione del valore efficace della tensione alternata applicata alla griglia. Quando la rivelazione avviene in queste condizioni il voltmetro viene classificato come *rivelatore quadratico dell'onda.*

Se la polarizzazione base di griglia è tale che il punto di funzionamento giaccia nelle vicinanze dell'interdizione della corrente anodica, allora questa passa solamente durante il semiperiodo positivo della tensione applicata. Anche in questo caso si ha una variazione Δ Ip della corrente anodica, che risulta proporzionale al valore efficace del semiperiodo positivo. Quando il voltmetro a valvola realizza queste condizioni di fun-

zionamento, indicate in fig. 2 (b), esso viene classificato come *rivelatore quadratico della semionda.*

Se la polarizzazione di griglia è tale che il punto di funzionamento sia oltre l'interdizione della corrente anodica, allora la corrente anodica passa solamente per una parte del semiperiodo positivo della tensione di griglia: la variazione della corrente anodica è funzione solamente del valore di cresta del semiperiodo positivo. Il voltmetro funzionante sotto queste condizioni (fig. 2(c)) è classificato come *rivelatore di cresta.*

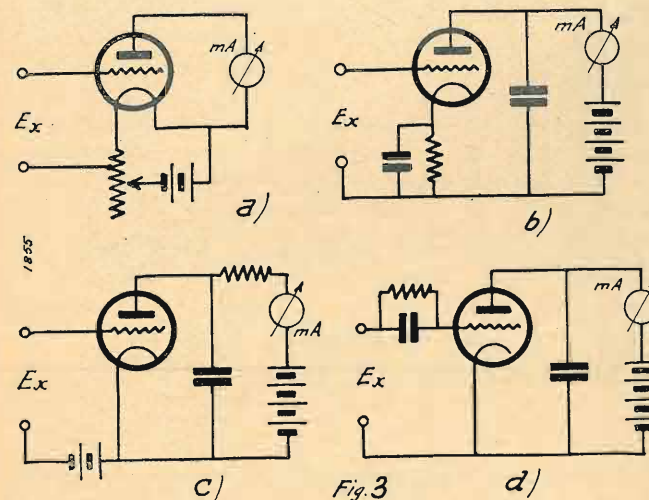
Il voltmetro a valvola dà la misura di tensioni alternative con una esattezza dipendente dalla forma dell'onda applicata. Se la taratura viene eseguita con tensione sinusoidale i tre tipi di voltmetro ora considerato permettono la misura esatta solamente di tensioni a forma sinusoidale. Se la forma d'onda della tensione da misurare non è sinusoidale l'errore introdotto varia a seconda del tipo di rivelazione adottato ed a seconda della ampiezza e della fase delle armoniche contenute nella tensione applicata.

Nel caso di voltmetro con rivelazione quadratica dell'onda abbiamo visto che la variazione di Ip è funzione del valore efficace della tensione applicata: quindi la lettura non è influenzata dalla fase delle armoniche, ma dalla loro ampiezza. Se il voltmetro è invece con rivelazione della semionda positiva la lettura è molto influenzata dalla ampiezza e dalla fase delle armoniche: lo stesso dicasi per il coltmetro con rivelazione di cresta. Inoltre occorre considerare anche l'inversione dei morsetti di ingresso: tale operazione dà spesso luogo a letture diverse. La differenza che si riscontra è dovuta sopratutto alle armoniche pari presenti nella tensione da misurare, le quali producono una rilevante asimmetria nella forma d'onda. Evidentemente non si ha effetto di inversione nel caso di rivelazione dell'onda: esso invece si riscontra nei voltmetri con rivelazione della semionda e sopratutto in quelli con rivelazione di cresta.

Quando il fenomeno di inversicne si verifica, si può dire, ma non sempre è esatto, che la media delle due letture dia il giusto valore della tensione di ingresso.

Per una rapida visione del comportamento dei vari tipi di voltmetri con rivelazione per caratteristica di placca è stata riportata la tabella I, che sintetizza quanto finora è stato detto, e porta anche dati quantitativi.

	Rivelazione quadraiica dell'onda	Rivclazione quadratica della semionda	Rivelazione lineare dell'onda (1)	Rivelazione di cresta
Si ha inversione?	no	sì	no	sì
La fase delle armoniche ha effetto sulla lettura?	no	sì	sì	sì
Errore introdotto da:				
50 % di 2° armonico	11 %	da − 6 % a + 27 %	da 0 a 10 %	da −25 % a + 50 %
50 % di 3° armonico	11 %	12.5 %	da −10 % a +16 %	da + 8 a + 50 %

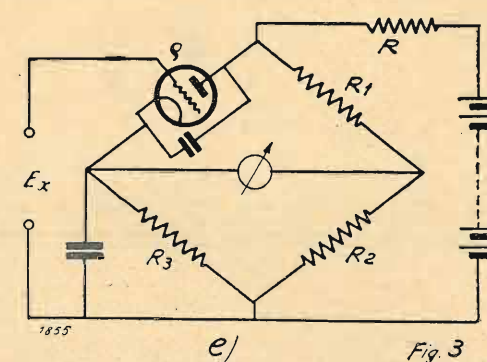
(1) *Questo caso corrisponde ai voltmetri con raddrizzatore ad ossido.*

Dallo schema tipico del voltmetro a valvola indicato nella fig. I è sorta una vasta serie di circuiti, ciascuno dei quali ha caratteristiche proprie e si presta per determinate applicazioni.

Sinteticamente però le varie realizzazioni si possono riassumere nei circuiti di fig. 3, che ora esamineremo.

La fig. 3(a) rappresenta il voltmetro a valvola realizzato dal Moullin. Per l'accensione della valvola viene richiesta dal solo filamento: nella resistenza di caduta utilizzata una sorgente a tensione maggiore di quella viene presa la tensione di polarizzazione per la griglia.

Si noti la mancanza di batteria anodica: questa assenza è solo apparente poichè la placca ha una leggera polarizzazione positiva rispetto al filamento.

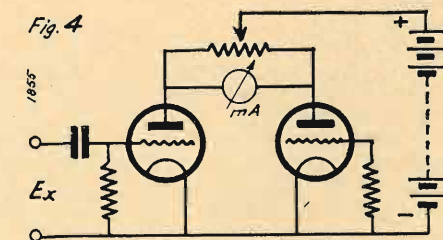
In fig. 3 (b) è rappresentato lo schema di un voltmetro con autopolarizzazione, che viene largamente impiegato. Il suo vantaggio principale consiste nell'avere una caratteristica pressochè lineare: infatti coll'aumentare della tensione di ingresso, e quindi con l'aumentare della corrente anodica, si ha un aumento della polarizzazione. Evidentemente la linearità va a scapito della sensibilità; inoltre con forti tensioni di ingresso il voltmetro tende a diventare un misuratore del valore di cresta, e quindi introduce grandi errori per onde non sinnusoidali. Lo stesso dicasi per il circuito di fig. 3(c), il quale presenta gli stessi vantaggi e inconvenienti.

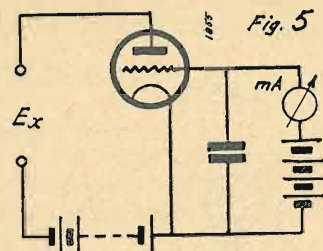
La fig. 3(d) rappresenta un voltmetro a valvola in

cui la rivelazione avviene per caratteristica di griglia. Ha il vantaggio di essere più sensibile degli altri, ma peraltro la corrente anodica da bilanciare è piuttosto elevata.

Una realizzazione interessante è quella indicata in fig. 3(e) si tratta essenzialmente di un ponte a corrente continua, nel quale una delle resistenze è costituita dalla resistenza interna di un triodo. L'azzeramento del ponte, con i morsetti in corto circuito, viene ottenuto variando la resistenza R.

L'applicazione della tensione da misurare provoca una variazione della resistenza interna del triodo e quindi lo squilibrio del ponte: dalla corrente registrata dal mAmperometro si risale alla tensione di ingresso. Ha il vantaggio di una elevata costanza di taratura; in fatti eseguendo, prima della misura, l'azzeramento iniziale, si applicano agli elettrodi della valvola sempre le stesse tensioni. Quindi il funzionamento avviene sempre nel medesimo punto della caratteristica della valvola.

Alcuni inconvenienti derivano dal fatto che la polarizzazione di griglia è data dalla c.d.t. in R_3. Ma nella sua realizzazione lo schema viene semplificato assu-

mendo la forma indicata in fig. 4. In essa non una, ma due resistenze del ponte sono sostituite da triodi; si ottiene così una maggiore simmetria e si eliminano molti inconvenienti.

Quando si tratta di eseguire la misura di tensioni elevate, la polarizzazione di griglia dei voltmetri esaminati finora deve essere notevolmente aumentata: ne segue la necessità di alta tensione anodica. In questi casi si ricorre all'uso del voltmetro a valvola invertito, il cui schema è riportato in fig. 5. Con uno schema simile l'amplificazione è $1/\mu$, se μ è il coefficiente di

amplificazione della valvola. Se Ex è la tensione da

misurare, basterà polarizzare la placca con —Ex volt, e, applicando alla griglia una tenzione $\frac{Ex}{\mu}$ si avrà il funzionamento intorno all'interdizione della corrente di griglia.

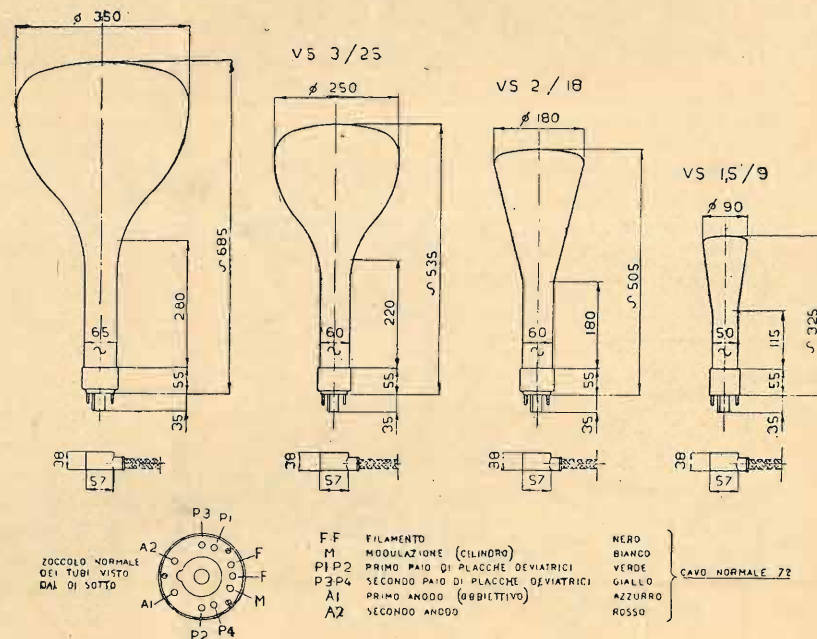
I tetrodi ed i pentodi possono essere usati nei voltmetri a valvola, ma non hanno speciali doti di sensibilità: presentano invece l'inconveniente di aver bisogno di tensioni agli elettrodi ausiliari, il cui valore influisce sulla taratura.

Largo impiego hanno invece i rivelatori a diodo: con essi è sorto il voltmetro-amplificatore, del quale parleremo ampiamente in un prossimo articolo.

Tubi a raggi catodici

(Tubi di Braun)

S. A. F. A. R.

per oscillografia
e televisione

Principali caratteristiche
e dimensioni per il loro impiego

CARATTERISTICHE		TIPO VS. 1,5/9	VS. 2/18	VS. 3/25	VS. 4/35
Accensione		indiretta in c.a.	indiretta in c.a.	indiretta in c.a.	indiretta in c.a.
Tensione filamento	(Vf)	3 V —	3 V —	3 V —	3 V —
Corrente filamento	(If)	1,5 A —	1,5 A —	1,5 A —	1,5 A —
Tensione anodica normale	(Va2)	1500 V (+)	2000 V	3000 V	4000 V
Tensione anodica massima		2000 V (+)	3000 V	4000 V	5000 V
Corrente di saturazione	(Is)	0.1 m A	0,1 m A	0,1 m A	0,1 m A
Corrente anodica (a Va2 normale)	(Ia2)	10 μ A	15 μ A	20 μ A	30 μ A
Tensione obiettivo	(Va1)	0,25 Va2 (+)	0,25 Va2 (+)	0,25 Va2 (+)	0,25 Va2 (+)
Tensione cilindro	(Vc)	10 ÷ 40 V (—)	20 ÷ 60 V	30 ÷ 70 V	40 ÷ 80 V
Tensione modulatrice 100%	(Vm)	10 ÷ 20 ~	10 ÷ 25 V	15 ÷ 30 V	20 ÷ 35 V
Sensibilità deviatrice elettrostatica fra P1-P2 a Va2 normale	(I/v)	n) 0,15 mm/V s) 0,3 mm/V	0,25 mm/V	0,25 mm/V	0,25 mm/V
Sensibilità deviatrice elettrostatica fra P3-P4 a Va2 normale	(I/v)	n) 0,12 mm/V s) 0,24 mm/V	0,2 mm/V	0,2 mm/V	0,2 mm/V
Capacità fra le placche deviatrici	(Cpp)	2 ÷ 3 cm.	2 ÷ 3 cm	3 ÷ 4 cm	4 ÷ 5 cm
Resistenza ohmica fra le placche	(Rpp)	1 ÷ 20 Mohm	1 ÷ 20 Mohm	1 ÷ 20 Mohm	1 ÷ 20 Mohm
Diametro della macchia catodica		0,5 ÷ 1 mm	0,5 ÷ 1 mm	0,5 ÷ 0,75 mm	0,5 ÷ 0,75 mm
Errore ottico totale tipi oscillografici		3 %	3 %		
Errore ottico totale tipi per televisione		0,5 %	0,5 %	0,5 %	0,5 %
Peso		0,85 Kg	1,20 Kg	1,60 Kg	2,30 Kg
Schemi d'inserzione:					
Alimen. e asse tempi tiratron semplice per oscillografia		Dis. N. 2968 S	Dis. N. 2968 S	—	—
Alimen. e asse tempi tiratrin doppio per oscillografia		Dis. N. 2969 S	Dis. N. 2969 S	—	—
Alimentatore e asse tempi tiratron doppio stabilizzato per televisione.		—	—	Dis. 2970 S	Dis. 2970 S

LA REAZIONE NEGATIVA

di G. S.

(Contin. e fine, vedi numero precedente)

IV. - Applicazioni pratiche.

Pochissime sono quelle fabbriche di radioricevitori che applicano la reazione negativa, e da esse non sono state rese di pubblica conoscenza le caratteristiche delle loro applicazioni. Abbiamo quindi dovuto raccogliere tutti i dati che siamo riusciti ad ottenere e riordinarli in modo da poter dare un'idea generale del comportamento ei vari circuiti che abbiamo fino ad ora esaminato .Peraltro ci ripromettiamo di dare ulteriori notizie appena possibile.

La bibliografia che ha servito alla compilazione delle note presenti, della quale diamo un elenco a parte, darà un indirizzo a coloro che volessero approfondirsi dell'argomento consultando le opere citate.

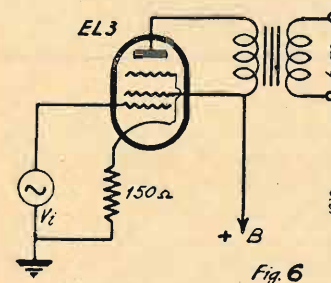



Fig. 6 - *Stadio finale con reazione negativa per corrente anodica.*

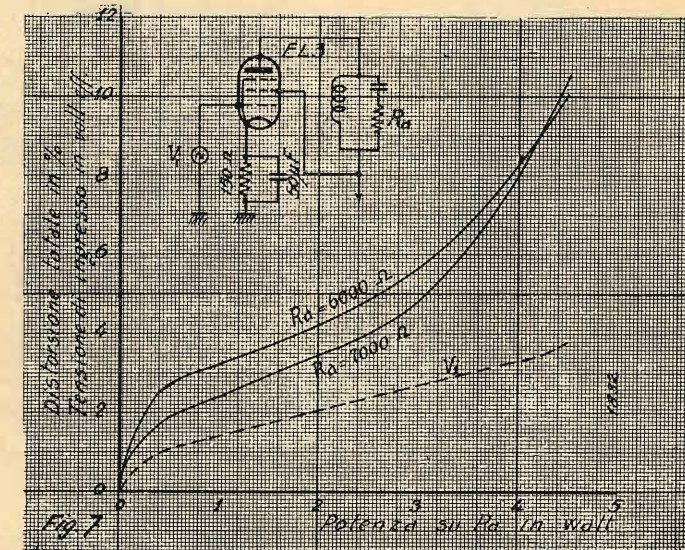
a) *Circuiti con reazione proporzionale alla corrente anodica.*

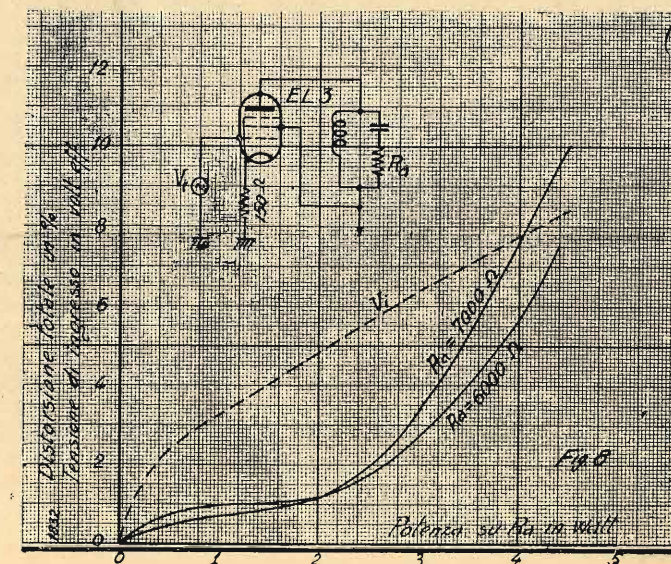
Lo schema di realizzazione pratica del circuito è molto semplice ed ha delle indiscutibili doti di economia (fig. 6).

Quanto è stato detto su questo circuito è valevole solamente per i triodi; per i pentodi occorre considerare anche la corrente di griglia-schermo che circola nella resistenza di polarizzazione. Bisogna quindi disaccoppiare la griglia-schermo e bloccare le correnti variabili al catodo anzichè a massa. In fig. 7 è tracciata la caratteristica di distorsione non lineare dello stadio funzionante alle stesse condizioni di alimentazione, ma senza reazione negativa, cioè con il condensatore inserito.

La potenza massima indistorta (7% di distorsione totale) fornita dallo stadio è come si vede, di circa 4 watt. La tensione necessaria all'ingresso per dare tale potenza di uscita è data dalla curva Vi che segna 3,3 volt efficaci.

ove R = Rk = 150 ohm.
gd = 8,3 mAmp/volt (per la EL3).

La sensibilità è ridotta secondo quel fattore; difatti la caratteristica mostra che per ottenere i 4 watt occorrono questa volta circa 8 volt di ingresso. La massima potenza indistorta è sempre 4 watt, ma la distorsione si mantiene molto bassa anche per una potenza di poco inferiore a quella massima. Si noti però, che con il circuito ora considerato le correnti di griglia-schermo non sono bloccate verso il catodo, come invece è fatto in figura 9(a).

Per applicare la reazione negativa basta togliere il condensatore C. Si ottiene allora la caratteristica di fig. 8. Il fattore di reazione è

$$1 + Rgd = 1 + 8{,}3 \times \frac{150}{1000} =$$

Agli effetti della reazione negativa il circuito è ora cambiato in quanto Rk ed Rg_2 sono in parallelo, e quindi si avrà

$$R = \frac{Rk \cdot Rg_2}{Rk + Rg_2} \quad n = 1 + Rgd = 2.1$$

La reazione è un poco minore, ma il circuito è da preferirsi all'altro, poiché, a parità di distorsione e di potenza resa, ha una sensibilità maggiore.

Per avere una distorsione minore ba-

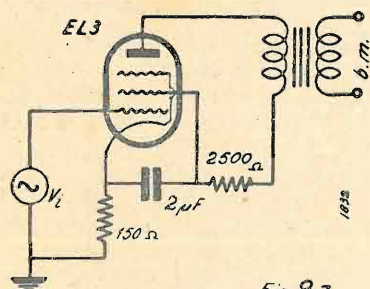



Fig. 9 *a* - *Come fig. 6 ma con la griglia-schermo disaccoppiata.*

sta aumentare il valore di n, come è fatto in fig. 10. In questo caso si ha:

$$n = 1 + Rgd = 1 + \frac{500 \times 2500}{3000 + 1000} 8.3 = 4.5$$

La sensibilità e la distorsione si sono notevolmente abbassate, come si può vedere dalle caratteristiche di fig. 11.

b) *Circuiti con reazione proporzionale alla tensione anodica.*

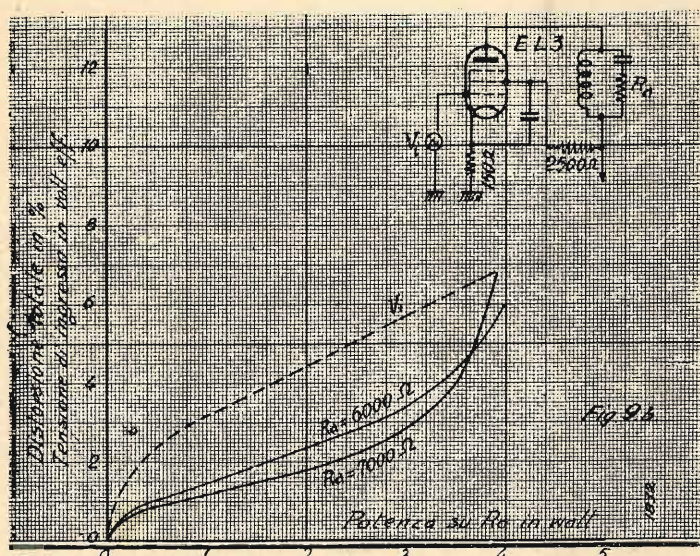
Per ottenere reazione negativa propor-zionale alla componente variabile della tensione anodica, si può realizzare lo schema di fig. 12. Il fattore di reazione è questa volta dato dalla espressione:

$$n = 1 + \frac{Rg}{Rag} A$$

Fig. 9 *b* - *Caratteristica relativa allo schema di fig. 9 a.* —

ove Rg è la resistenza tra griglia e catodo, per la corrente alternata (cioè in questo caso

$$= \frac{0{,}11 \times 1}{1{,}11} = 0{,}1 \text{ Mohm});$$

A è l'amplificazione dello stadio senza reazione = 58.

Si ha quindi:

$$n + 1 + \frac{0{,}1}{1{,}64} 58 = 4{,}5$$

Le caratteristiche sono quelle di fig. 13. Essendo n eguale a quello del caso precedente, le caratteristiche si immaginano eguali; ma non è così poichè nel secondo caso non esiste alcuna perdita di potenza in Rk. Con questo circuito è possibile ottenere i 4 watt di resa con solamente il 4 % di distorsione.

Un altro circuito tipico con reazione negativa per tensione anodica è quello applicato allo stadio finale, semplice o controfase, con valvole 6L6 (o 6L6 G), circuito che viene consigliato dallo stesso costruttore della valvola. In fig. 14a è tracciato lo schema di uno stadio finale impiegante una 6L6; quando la capacità di C è sufficientemente elevata da costituire una bassa impedenza a tutte le frequenze acustiche, la tensione anodica alternativa si divide tra R_1 e R_2. Quella a' capi di R_1 è applicata in serie alla tensione di ingresso e risulta in opposizione di fase ad essa. I valori delle parti componenti il circuito sono gli stessi usati nel caso normale, cioè senza reazione negativa. L'autore dello schema calcola il fattore di reazione, non in relazione alla tensione di ingresso, ma in percento della tensione di uscita, esprimendo cioè rispetto a questa il valore relativo della tensione riportata sul circuito di ingresso. Il fattore di reazione vale quindi:

$$n = 100 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

Alcune precauzioni devono essere seguite nella realizzazione di questo schema, allo scopo di evitare autooscillazioni ed instabilità in genere, le quali invece di migliorare la fedeltà di riproduzione produrrebbero l'effetto opposto.

1. Il circuito non può essere applicato nel caso di accoppiamento intervalvolare a resistenza-capacità, poichè la tensione di reazione deve essere in serie a quella di ingresso.

2. Si consiglia di mettere in parallelo al secondario del trasformatore di ingresso una capacità C_1 di piccolo valore, allo scopo di evitare l'autooscillazione dovuta alle perdite nel trasformatore stes-

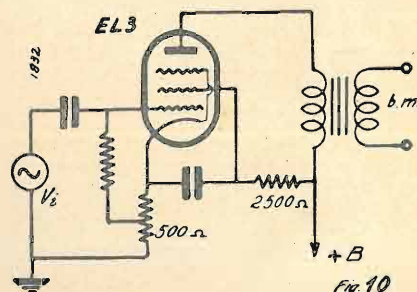



Fig. 10 - *Come si può aumentare il fattore di reazione senza cambiare la polarizzazione della griglia controllo.*

so; il valore adatto deve essere trovato sperimentalmente.

3. Il condensatore di blocco C deve essere collegato come risulta dallo schema e non tra placca ed R_2; nel qualcaso si potrebbero generare oscillazioni dovute alla capacità tra C e la griglia della valvola.

4. Circuiti di questo tipo non possono essere usati in stadi finali in classe B, poichè la corrente di griglia darebbe una c. d. t. eccessiva in R_1 con relativa distorsione.

Il circuito per lo stadio d'uscita in controfase è quello di fig. 14b; i valori sono gli stessi dello schema 14.a.

In fig. 15 sono visibili le caratteristiche di risposta dello stadio in controfase, con e senza reazione. La diminuzione di amplificazione è molto evidente e si può notare come a caratteristica si sia appiattita smorzando tutte le variazioni di risposta che si avevano senza reazione negativa. L'effetto sulle distorsioni non lineari è pure molto sentito. Uno stadio in controfase con due 6L6 (tensione anodica 400 volt, tensione di griglia-schermo 300 volt, tensione di griglia -25 volt, carico anodico totale 6600 ohm) fornisce normalmente una potenza d'uscita di 34 watt al 2% di distorsione totale, con la massima tensione di ingresso. Con il 10% di reazione negativa la stessa potenza può essere ottenuta con solo l' 1% di distorsione, senza apportare variazioni

(1) Come è facile prevedere, questa espressione può essere indicata come le precedenti quando sia nota l' amplificazione degli stadi. La trasformazione è fatta nel capitolo seguente.

di sorta alle tensioni di alimentazione od al valore dei componenti.

c) *Circuiti con reazione proporzionale alla tensione di uscita. Correzione della caratteristica di frequenza.*

Come abbiamo già accennato prima, è possibile prelevare la tensione di reazione agli estremi del secondario del tra-

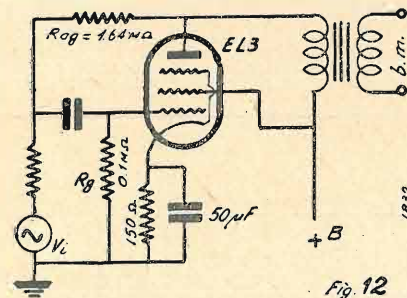
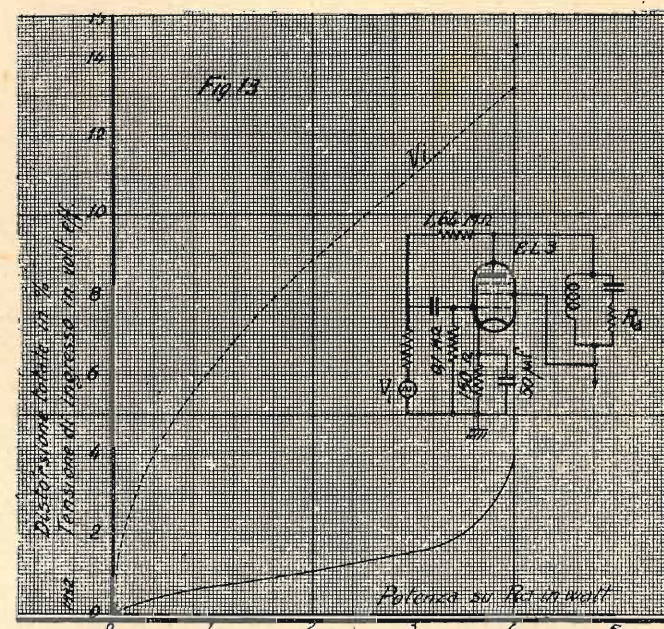



Fig. 12 - *Reazione negativa per tensione anodica.*

sformatore di uscita; però a causa del suo basso valore, inserendo tale tensione l'ingresso dello stadio finale si avrebbe un bassissimo fattore di reazione. E' necessario quindi applicarla al circuito di ingresso dello stadio prefinale, ed il circuito assume la forma indicata in figura 16.

La tensione ai capi della bobina mobile si divide tra R_1 e R_2; quella ai capi di R_1 viene applicata in serie al circuito di ingresso di V_1. Il fattore di reazione, in percento, è dato da

$$n = 100 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

oppure, nota l'amplificazione totale **A**, si può esprimerlo con

$$n = 1 + \alpha A \quad \text{ove} \ \alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Questo tipo di circuito offre dei vantaggi, quali:

1. Nessuna limitazione è imposta dagli accoppiamenti intervalvolari che possono essere a resistenza-capacità od a trasformatore.

2. Il giusto senso di reazione viene sempre ottenuto poichè per cambiarlo basta semplicemente invertire i collegamenti del trasformatore di uscita.

Peraltro ci sono alcuni gravi inconvenienti che lo renderanno inapplicabile per i meno pratici. L'induttanza dispersa e quella in parallelo del trasformatore di uscita fanno sì che per determinate frequenze (in genere > 2000 e < 100 per/sec.) il vettore che rappresenta la tensione di reazione ruoti rispetto a quello della tensione di ingresso; e la reazione diminuisce dapprima, divenendo positiva poi, per le frequenze maggiori (autoscillazione). Ad evitare questo inconveniente occorre correggere la caratteristica di impedenza del trasformatore di uscita, come nei casi normali senza reazione negativa ;e fare in modo che l'autooscillazione avvenga ad una frequenza

talmente elevata, alla quale l'amplificatore dia risposta nulla.

Tra le principali prerogative di questo circuito a reazione negativa sta quella data dalla possibilità di correggere a piacere la risposta alle varie frequenze, per adattarla a particolari esigenze e condizioni di funzionamento. Per far ciò, basta sostituire le resistenze R_1 e R_2 con delle impedenze; si avrà quindi amplificazione e reazione variabili colla frequenza e secondo una legge che potrà essere determinata a piacere, con l'opportuna scelta dei valori delle parti.

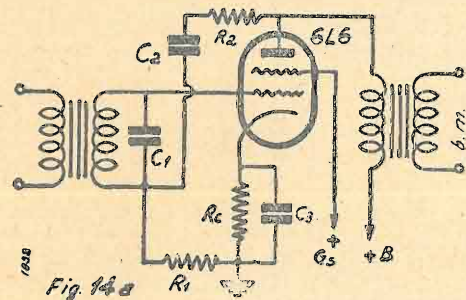



Fig. 14 - *Stadio finale con semplice 6L6 (a) e con due 6L6 in opposizione (b).*

C = 0,1 μF

C_1 = 0,001 ÷ 0,002 μF

Gruppo di polarizzazione del catodo.

R_1 = 5000 ohm per n = 10%

8330 ohm per n = 16%

R_2 = 45000 ohm per n = 10%

41670 ohm per n = 16%

Esaminiamo ad esempio il circuito di fig. 17. I valori sono stabiliti in modo che prendendo come base la risposta a 1000 per/sec., si abbia un aumento sia alle frequenze maggiori, sia alle frequenze maggiori, sia alle frequenze minori di quella. Così la caratteristica viene estesa in ambedue i sensi con evidente miglioramento della fedeltà.

L_1 è una bobina di impedenza in aria, di 15 mH circa; essa ha 220 ohm di impedenza a 1000 per/sec. L_2 è una bobina a nucleo di ferro (di piccole dimensioni) da circa 40 mH e 250 ohm di impedenza a 1000 per/sec. A tale frequenza il fattore di reazione è:

$$n = 100 \frac{\frac{250 \times 10}{260}}{209} = 4{,}3\ \%$$

Aumentando la frequenza l'impedenza

Fig. 14 b:

1 = *senza reazione negativa*

2 = *reazione negativa di 10 %*

2 = *con reazione negativa;* C_1 = 0,001 μF

3 = *con reazione negativa;* C_1 = 0,002μF

di L_2 aumenta, diminuendo quindi il valore di n: amplificazione e risposta aumentano.

Diminuendo la frequenza, l'impedenza di L_1 diminuisce ed R_1 si trova quindi ad essere infine quasi cortocircuitata anche in questo caso n diminuisce e per conseguenza la risposta aumenta.

In fig. 18 è rappresentata la caratteristica di frequenza di un tale amplificatore: in essa messo chiaramente in evidenza come si possa facilmente variarla col semplice cambiamento di alcuni valori.

V. - Conclusione.

Per concludere vogliamo aggiungere qualche consiglio che verrà di grande utilità per coloro i quali volessero accingersi ad attuare praticamente qualche circuito con reazione negativa. Non vogliamo ripetere vantaggi ed inconvenienti del sistema, ma semplicemente mettere in guardia contro eventuali errori.

La reazione negativa riduce la sensibilità dello studio al quale viene applicata. Essa si adatta quindi specialmente alle valvole ad elevata sensibilità (Tipo 6L6 e simili) ed in quei casi in cui non siano richieste speciali doti di amplificazione e di economia contemporaneamente.

Fig. 15 - *Caratteristiche dello stadio di fig. 14 b.*

Ad esempio è semplicamente assurdo pensare di applicare la reazione ad uno stadio finale con pentodi del tipo 42 e simili; con fattore di reazione eguale a due si riduce, è vero, la distorsione sensibilmente, ma non è meno vero che viene ridotta a metà l'amplificazione, e per poter eccitare pienamente lo stadio sarà necessario aggiungere una valvola preamplificatrice.

Sostituendo alla 42 una valvola del tipo 6L6, che ha una sensibilità doppia dell'altra, si potrà ottenere la stessa uscita con la stessa tensione di ingresso e con molto minore distorsione (nonchè tutti gli altri cantaggi che derivano dalla reazione negativa).

Prossimamente avremo occasione di ritornare sull'argomento per trattarlo praticamente più da vicino, descrivendo la costruzione di ricevitori e di amplificatori con reazione negativa.

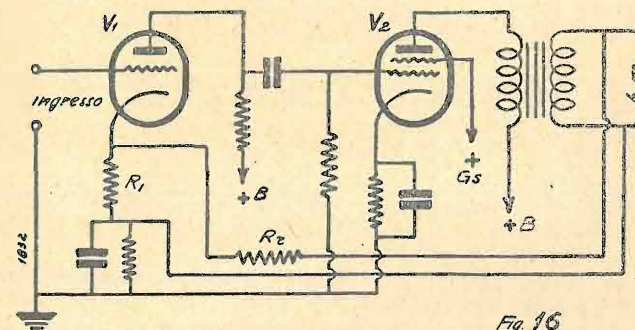



Fig. 16 - *Reazione negativa, applicata a due stadi, proporzionale alla tensione di uscita.*

Appendice.

Effetto della reazione negativa sulla distorsione non lineare.

Consideriamo il circuito di fig. 19 in cui sia per ipotesi Va di fase opposta a Vi.

Indicando con *m* l'amplificazione dello stadio si può scrivere:

$$v_a = m\ V_a \qquad V_g = V_i - n\ V_a$$

quindi

$$V_a = m\ V_i - m\ n\ V_a$$

oppure

$$V_a = \frac{m}{1 + m\ n}\ V_i$$

L'amplificazione dello stadio è stata divisa per il fattore

$$(1 + m\ n)$$

Se n è grande in modo da avere mn > Vi allora Va tende a $\frac{—}{n}$: cioè l'amplificazione diventa indipendente da *m;* la caratteristica dinamica tende alla forma lineare.

La non linearità della caratteristica sia espressa dalla serie:

$$v_a = \alpha\ v_g + \beta\ v_g^2 + \gamma\ v_g^3 + \ldots \quad (1)$$

in cui sostituendo $v_g = V_{gM} \cos \omega t$

si avrà:

$$v_a = \alpha\ V_{gM} \cos \omega t + \beta\ V^2_{gM} \cos^2 \omega t +$$

Con una prima approssimazione si può scrivere

$$v_a = \frac{1}{2} \beta\ V^2_{gM} + \alpha\ V_{gM} \cos t + \frac{1}{2} \beta\ V^2_{gM} \cos 2\omega t + \frac{1}{4} \gamma V^3_{gM} \cos 3\omega t$$

da cui si vede che esistono termini di frequenza 2 ω, 3 ω etc.

Le ampiezze della armoniche sono

$$V_{a1} = \alpha\ V_{gM} \qquad V_{a_2} = \frac{1}{2} \beta\ V^2_{gM}$$

$$V_{a_3} = \frac{1}{4} \gamma\ V^3_{gM}$$

Ora con la reazione abbiamo invece:

$$v_g = v_i - n\ v_a \quad \ldots \quad (2)$$

La (1) e la (2) insieme esprimono la relazione tra va e vi. Per scrivere va in serie di potenza di vi invertiamo la (1)

$$V_g = \frac{1}{\alpha} V_a + \frac{\beta}{\alpha^3} V_a^2 + \frac{2\beta^2 - \alpha\gamma}{\alpha^5} V^3_a +$$

poi per sostituzione con la (2) abbiamo

$$V_i = \left(\frac{1}{\alpha} + n\right) v_a + \frac{\beta}{\alpha^3} v_a^2 + \frac{2\beta^2 - \alpha\gamma}{\alpha^5} V_a^2 + .$$

Dopo l'inversione abbiamo

$$v_a = \frac{\alpha}{1 + \alpha n} V_i + \frac{\beta}{(1 + \alpha n)} V_i^3 + \frac{+\gamma (1 + \alpha n) - 2\beta^2 n}{(1 + \alpha n)^5} V^3_i$$

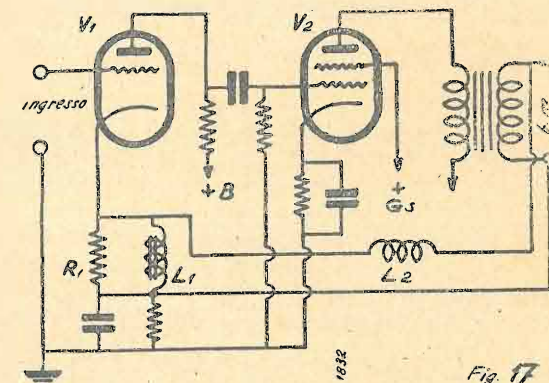



Fig. 17 - *Reazione negativa proporzionale alla tensione di uscita, e correzione della caratteristica di frequenza.*

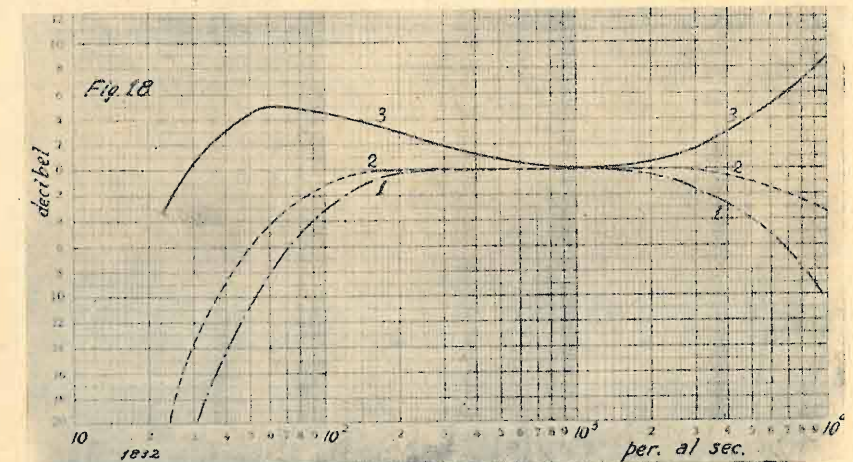
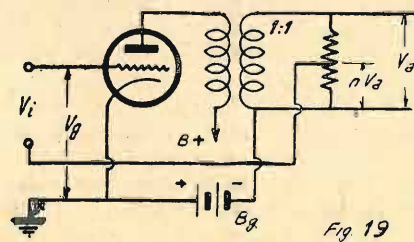



Fig. 18 - *Risultati che si possono avere dal circuito di figg. 16 e 17.*

1) = *senza reazione negativa*

2) = *con reazione negativa, senza correzione (fig. 16)*

3) = *con reazione negativa, e correzione (fig. 17).*

Semplificando

$$V_a = \alpha \frac{V_i}{1 + \alpha n} + \frac{\beta}{1 + \alpha n} \left(\frac{V.}{1 + \alpha n}\right)^{2'} + \frac{\gamma}{1 + \alpha n} \left(\frac{V_i}{1 + \alpha n}\right)^3$$

e questa è la relazione tra va e vi in presenza di reazione negativa. Le ampiezze delle armoniche sono

$$V_{a_1} = \alpha \frac{V_{im}}{1 + \alpha n}$$

$$V_{a_2} = \frac{1}{2} \frac{\beta}{1 + \alpha n} \left(\frac{V_{iM}}{1 + \alpha n}\right)^2$$

$$V_{a_3} = \frac{1}{4} \frac{\gamma}{1 + \alpha\, n} \left(\frac{V_{iM}}{1 + \alpha\, n} \right)^3$$

Diciamo quindi che per avere la stessa uscita Va_1 con la reazione negativa occorre un ingresso

$$V_{iM} = (1 + \alpha\, n)\, V_{gM}$$

cosicchè l'amplificazione é ridotta $(1 + \alpha n)$ volte; nello stesso rapporto sono ridotte le armoniche.

Bibliografia.

1) L'Amélioration de la qualité BF dans les récepteurs (*La Technique Professionelle Radio*, Marzo 1937).
2) id. id. (Aprile 1937).
3) Gegenkopplung (*Radio Mentor* - Gennaio 1937).
4) Counter coupling (*Radio Engineering*, Febbraio 1937).
5) Die Entwicklung im Röhrenbau (*RAFA*, Maggio 1937).
6) Some practical inverse feedback circuits for audio power amplifiers (QST *Amateur Radio*, Genn. 1937).
7) Expanso 12; Aaschen et Gondrv (*Toute la Radio*, Aprile 1937).
8) Röhren mit kritischen Anodenabstand (*Radio Mentor*, Maggio 1937).
9) Reazione negativa (*Radio News*, Giugno 1937) I. H. Potts.
10) Comment appliquer la contre-réaction a un récepteur existant; H. Villeneuve (*Toute la Radio*, Giugno 1937).

LA PAGINA DEL PRINCIPIANTE

IL TRIODO

Elettrodi che lo compongono (caratteristiche)

Mentre la tensione di griglia sale da —20V a —10V la corrente anodica non è stata incrementata di 1,5 mA come pel tratto seguente della curva, ma ai 10 volt di variazione di tensione di griglia è corrisposto 1 solo mA di corrente anodica.

Per valori negativi di griglia aggirantisi intorno ai — 15 volt constatiamo che le variazioni di tensione, quando tendono a rendere meno negativa la griglia, provocano sensibili aumenti di corrente anodica mentre quando eguali variazioni avvengono nel senso opposto, cioè nel senso di rendere più negativa la griglia provocano variazioni di valore inapprezzabile nella corrente di placca.

Fig. 39

E' evidente che l'azione della griglia, nel modo che abbiamo illustrato si traduce praticamente in un flusso di elettroni diretto sempre in un sol verso, quello filamento-placca, producendo un fenomeno di *raddrizzamento* della corrente.

Naturalmente l'intensità del flusso elettronico e cioè della corrente anodica, viene regolata dal variare della tensione della griglia: per questa ragione la griglia si può riguardare come una vera e propria *valvola*. Da ciò il nome di *valvola termoionica* che si è dato al tubo elettronico usato negli apparecchi radio e che si contraddistingue con altri nomi per indicarne il numero degli elettrodi.

Proseguiamo nell'esame del nostro diagramma o, meglio, della nostra curva caratteristica riportata in figura.

Supponiamo che il valore medio delle oscillazioni della tensione di griglia non si aggiri, come nell'esempio testè illustrato, intorno ai —15V. ma si aggiri intorno ai 5 V.

Dalla figura rileviamo che ad un tale potenziale negativo di griglia corrisponde una corrente anodica di 2,5 mA.

Ammettiamo che le variazioni della tensione di griglia abbiano un'ampiezza di 6 volt in più e 5 volt in meno del valore medio.

Osservando la figura vediamo che a —10 volt la corrente anodica è di 1 mA cioè mA 1,5 in meno dei 2,5 mA corrispondenti alla tensione di griglia (Vg) di —5V. Così pure a 0V di griglia corrispondono 4 mA di corrente anodica (Ip) con un aumento di mA 1.5 su quella media di 2,5 relativa al valore medio della tensione di griglia.

Fig 40

Come si vede, sia analiticamente che graficamente, nel tratto di curva caratteristica che abbiamo esaminato non avviene più il fenomeno unilaterale d'incremento della corrente, come abbiamo visto pel tratto di curva che abbiamo chiamato *ginocchio*, ma in questo tratto la caratteristica essendo pressochè rettilinea denota che i fenomeni di variazione della corrente sono relativi e proporzionali a quelli corrispondenti delle variazioni di tensione della griglia.

E' da notare, infine, come le variazioni della corrente di placca, pur riproducendo fedelmente l'andamento delle variazioni delle tensioni di griglia, risultino, sempre in riferimento al tratto rettilineo della caratteristica, notevolmente ampie e tanto più ampie quanto più il tratto rettilineo si avvicina all'andamento verticale.

Per meglio rendere evidente questa nostra ultima asserzione riproduciamo un'altra caratteristica (fig. 40).

Da questa si vede chiaramente che ad oscillazioni della tensione di griglia di 5V non si hanno, come per la caratteristica precedente, corrispondenti variazioni della corrente di placca di 1,5 mA ma di ben 2,5 mA. Ciò è dovuto, come abbiamo detto, alla maggiore inclinazione della caratteristica, inclinazione che in termine radiotecnico si chiama *pendenza* della caratteristica.

Da tutto quanto ora detto si rileva che a secondo dei valori che si danno alla tensione di griglia e delle varie caratteristiche che hanno le diverse valvole, si ha la possibilità di produrre i fenomeni che a noi più interessano. Vedremo in seguito come queste varie possibilità siano sfruttate nel campo radio.

Procedendo verso l'alto vediamo che la stiche vediamo che queste dopo il tratto rettilineo procedendo verso l'alto, presentano un altro ginocchio. Anche per questa parte curva della caratteristica valgono le osservazioni che abbiamo fatte parlando pel ginocchio inferiore. Come risulta evidente dalle figure però, il ragionamento va fatto in senso inverso, nel senso che ad aumenti delle tensioni della griglia non corrispondono proporzionali aumenti della corrente di placca, mentre la proporzionalità sussiste solo per le diminuzioni delle tensioni di griglia.

Procedendo verso l'alto vediamo che le caratteristica, dopo il ginochio superiore, acquista un andamento rettilineo, ma in senso orizzontale: ulteriori aumenti della tensione di griglia lasciano pressochè inalterata la corrente anodica. Sappiamo già che questa zona di regime della valvola è quella della *saturazione*. Nelle condizioni supposte il filamento non è in grado di emettere altri elettroni e la corrente anodica rimane costante.

Ma se noi abbiamo bisogno di una maggiore intensità di corrente anodica cosa possiamo fare? Abbiamo già detto qualche cosa su questo argomento ma ora ne tratteremo diffusamente.

Supponiamo di disporre di un dato tipo di valvola. Se noi teniamo costante la temperatura del filamento (e quindi l'emissione elettronica) dopo quanto abbiamo esposto risulta chiaro che noi potremo aumentare la corrente anodica fino a quando avrmo raggiunto il limite di saturazione. Però, è evidente, entro questo limite massimo la corrente anodica può variare in diversi modi, e cioè questo limite può essere raggiunto sia variando la tensione di griglia, sia variando la tensione di placca. Con linguaggio matematico si direbbe che la corrente anodica (Ia) è funzione (f) delle tensioni di griglia (Vg) e di placca Va) ciò che analiticamente si esprime con la formola:

$$Ia = f\,(Vg.\ Va)$$

Se noi, p. es., abbiamo già costruita una curva caratteristica del nostro triodo per date tensioni di placca, di griglia e di fiilamento, se aumentiamo la tensione di placca mettiamo da 40 fino a 200 v. osserviamo che la corrente anodica ha inizio per valori di griglia sempre più negativi.

Influenza della tensione di placca sulla forma delle caratteristiche.

Col solito circuito a noi noto, corredato degli opportuni strumenti di misura, diamo alla placca successivamente le tensioni di 40, 80, 120, 160, 120 V. e per ogni singola tensione ricaviamo la rispettiva curva di corrente anodica (vedasi la fig. 41).

Così facendo otteniamo un fascio di curve di cui una, quella relativa di 40 V. di placca, non raggiunge la stessa altezza delle altre, cioè a dire denota che la massima corrente anodica, relativa ad una tale tensione, non è quella di saturazione: non tutti gli elettroni emessi dal filamento raggiungono la placca.

Tutte le altre curve hanno un tratto in comune nella parte superiore; nonostante la diversa tensione della placca la corrente anodica ha un massimo non superabile.

Costantino Belluso

(continua)

Rassegna della Stampa Tecnica

WIRELESS WORLD - Luglio 1937.

D. B. Foster. - *L'Evoluzione del Phon. - Un sucessore del Decibel per la misura dell'intensità sonora.*

L'autore tratta dell'insufficienza del decibel per la definizione numerica dell'intensità sonora, e descrive le caratteristiche del suo derivato, il Phon, che recentemente dalla British Standard Institution è stato definito ed accettato come unità di intensità.

L'intensità di un suono è quella grandezza che il cervello fa corrispondere alla sua intensità fisica. Fino a poco tempo fa sussisteva il concetto popolare di divisione dell'intensità scondo cinque grandi passi che corrispondevano alle notazioni musicali: ff, f mf, p, e pp. Ricerche recenti hanno stabilito l'esistenza di circa 200 incrementi percettibili, tra il fortissimo ed il pianissimo, nella gamma media di frequenze.

Nei vecchi sistemi di misura si usava confrontare l'intensità in esame con quella prodotta da un telefono che veniva alimentato con una potenza variabile a piacere; le variazioni di potenza elettrica erano espresse in decibel, e così divenne abituale esprimere le corrispondenti variazioni di intensità prodotte da un ricevitore in funzione dello stesso numero di decibel (assumendo che il ricevitore avesse una caratteristica lineare).

Una evoluzione naturale di questo concetto portò a definire per « zero decibel » quella intensità di suono appena udibile, cioè corrispondente al « limite di udibilità ». L'aumento di intensità corrispondente ad una potenza elettrica nel ricevitore aumentata di N decibel, veniva quindi definita come intensità di N decibel.

Questo legame tra decibel ed intensità di suono era dovuto solamente al fatto che era molto facile controllare l'intensità per mezzo di attenuazione o amplificazione elettrica. Esistevano pertanto tre buone ragioni per far ciò:

a) L'orecchio può percepire una massima variazione di intensità corrispondente al rapporto di 10000 milioni a 1; il decibel è una unità logaritmica dei rapporti di potenze ed il suo uso porta quel numero al valore più praticabile di 130 decibel per mezzo della formula:

Decibel=10 Log_{10} del rapp. delle intensità sonore.

b) La legge di Weber-Fechner stabilisce che le ampiezze delle reazioni fisiologiche come intensità, brillantezza, dolore, hanno una relazione logaritmica con il corrispondente stimolo fisico. In altre parole questo dice che l'intensità di un suono è direttamente proporzionale alla sua ampiezza in decibel, cosicchè per esempio un suono di 80 decibel deve sembrare di forza doppia di un suono di 40 decibel. Questa linearità tra l'intensità reale e la sua scala di misura è, naturalmente, una caratteristica molto desiderabile.

Fig. 1 - Variazione della sensazione sonora in funzione del livello d'intensità: curve di Fletcher e Munson (1), di Rschevkin e Rabinovitch (2), di Riess (3).

c) E' stato sperimentato che un decibel rappresenta all'incirca la più piccola differenza di intensità che possa essere rivelata ad orecchio.

I primi dubbi sulla esattezza del decibel come unità di misura necquero quando si ebbe conoscenza delle relazioni esistenti tra l'intensità fisica del suono e la sensazione corrispondente, alle varie frequenze della gamma acustica. Si tratta delle caratteristiche tracciate in fig. I. La scala orizzontale rappresenta le frequenze, e quella verticale le intensità del suono, e le curve sono tracciate per sensazione costante. La prima in basso corrisponde al limite di udibilità è l'ultima al limite di dolore.

Di solito si prende come dato di confronto (zero decibel) l'intensità di suono corrispondente al limite inferiore a 1000 per/sec.

Ora se si tenta di conciliare il concetto decibel-unità di intensità con le curve di fig. I si trovano le seguenti anomalie: Mantenendo costante l'intensità in decibel, la sensazione varia con la frequenza; per esempio un suono di 30 decibel a 1000 per/sec è più forte di un suono di 30 decibel a 2000 per/sec. ed uno di 30 decibel a 30 per/sec. è inudibile.

In un successivo tentativo di eliminare questo inconveniente il dato «*zero decibel*» fu fatto corrispondere alla curva del limite di udibilità, in modo che fosse variabile lungo la gamma acustica. Ma anche questa unità, che prese il nome di «unità di sensazione», si dimostrò inadatta poichè, come si vede in fig. I, le curve non si svolgono parallele; infatti N decibel (sopra il limite) a 50 per/sec. corrispondono ad una intensità maggiore di N decibel (sopra il limite) a 1000 per/sec.

Con un'altro tentativo si diede a ciascuna curva di eguale intensità lo stesso numero, indipendente dalla frequenza, corrispondente all'intensità in decibel a 1000 per/sec. Per distinguere il decibel normale da quello ora definito, quest'ultimo venne chiamato « decibel (1000 per/sec. intensità equivalente)».

Il desiderio di collegare il decibel all'intensità di suono ha generato tre diversi tipi di unità; la situazione caotica prodotta da questo stato di cose ha indotto la British Standard Institution a normalizzare l'unità di misura. Fu de-

ciso quindi che, qualsiasi nome essa dovesse prendere, l'unità avrebbe avuto un valore costante per ogni curva di sensazione costante.

Questa definizione corrisponde al terzo tipo di unità esaminato prima; ed allo scopo di eliminare l'uso di un lungo termine e per evitare confusioni, essa venne chiamata « Phon »; il termine decibel fu lasciato per significare l'intensità del suono al di sopra di un livello costante (limite di udibilità a 1000 per/sec., corrispondente ad una pressione efficace di 0,0002 dine per cm²).

L'intensità di un suono in phon è numericamente eguale all'intensità in decibel di un suono puro a 1000 per/sec., della stessa intensità sonora.

Il phon è anche chiamato « unità di intensità equivalente ».

Osservando la fig. I si vede che ad ogni curva compete lo stesso numero di phon, numero che corrisponde ai decibel relativi a 1000 per/sec.

Misuratori dei disturbi.

Si sarà così visto che è semplice fare un misuratore di intensità che dia risultati in funzione di Phon. Un tale strumento consiste di una nota a mille periodi al secondo emessa da una cuffia e controllata da un attenuatore in decibel, avendo l'attenuatore lo zero corrispondente ad una intensità del limite inferiore (0.0002 dine/cmq.). Per poter misurare l'intensità di un disturbo in Phon la cuffia è applicata ad un orecchio e l'intensità della nota viene aumentata fino a produrre l'effetto eguale a quello prodotto dal disturbo sull'altro orechio. L'intensità del disturbo è quindi uguale numericamente all'intensità del suono in decibel. Questo tipo di misura è noto col nome di « metodo soggettivo di egualianza» ed è il solo con il quale si possano esattamente misurare intensità sonore in Phon.

Si ricordi che l'intensità in Phon può essere misurata con un dispositivo, comunemente chiamato « noise meter » (misuratore di disturbi), costituito di microfono, amplificatore, strumento indicatore. Le due misure non concordano sebbene in certi casi anche la seconda può dare un valore sufficientemente esatto. Questo tipo di misuratore oggettivo è esattamente chiamato un misuratore di livello sonoro e la misura viene definita come livello sonoro in decibel. Tali istrumenti possono avere incorporati dei dispositivi che avvicinino la sua caratteristica a quelle di fig. I, ma i risultati ottenuti sono di carattere arbitrario. Infatti non è raro che la misura eseguita con questo sistema dia valori di 30 decibel al di sotto della intensità in Phon ottenuta col sistema soggettivo; e gli errori sono dovuti al fatto che lo strumento non può eseguire come l'orecchio, l'integrazione di un disturbo complesso.

Fig. 1a - Caratteristica dell'orechio: relazione tra la sensazione sonora (in phon) e l'intensità (in decibel) al di sopra della soglia di udibilità per le varie frequenze della gamma acustica.

In pratica per avere dei risultati sicuri col sistema soggettivo è necessario eseguire la misura con diversi soggetti e fare la media dei risultati. Con condizioni ideali à possibile raggiungere nella misura una esattezza di più o meno 5 phon.

Però il phon ha i suoi inconvenienti: anzitutto, come si è già accennato prima, è impossibile praticamente ottenere risultati accurati, e poi la scala dei phon non ha una proporzione lineare con la sensazione delle intensità sonore. Cioè se ad un ascoltatore che sente un suono di 80 phon generato da un apparecchio radio, si richiede di abbassare il volume fino ad avere metà intensità, egli non lo porterà a 40 phon ma probabilmente a 65 o 75 phon. Questo effetto è contrario a quanto stabilisce la legge di Weber-Fechner. Per conseguenza un osservatore profano non potrà avere l'idea esatta della variazione di intensità se essa viene espressa in phon; come pure non avrà l'esatta concezione dell'intensità assoluta rappresentata dalla scala in phon.

La tabella seguente, basata su rilevamenti pratici, darà un'idea quantitativa del phon:

Num. di phon	*Carattere del suono o del rumore*
130	Limiti della sensazione; dolore.
110-120	Motore di aeroplano vicino.
105-110	Perforatore pneumatico vicino.
100-105	Grande motore a scoppio.
90-95	Interno di un treno sotterraneo, finestre aperte.
90	Interno di auto rumoroso, appar. radio forte.
80	Interno di vettura ferroviaria, finestre aperte.
70	Interno di auto silenzioso; appar. radio medio.
60-75	Conversazione forte.
40-50	Quartiere suburbano.
20-30	Quiete campestre.
0	Limite di udibilità.

Alcuni ricercatori hanno ultimamente trovato una relazione tra la scala del phon ed il giudizio intuitivo di un uomo medio; i risultati sono rappresentati in fig. 2. Ad esempio nella curva di destra una riduzione da 100% al 50% (metà intensità) equivale alla riduzione in phon da 100 a 92.

E' molto difficile rammentare i dati rappresentati da questa famiglia di curve, ma sarà bene tenersi a memoria i dati seguenti, relativi ad una intensità media di un apparecchio radio (70-80 phon):

Riduzione in phon	*Riduzione di intensità (sensazione)*
1-2	Appena percettibile
3-5	Marcata o del 25%.
8-10	Metà intensità—50%.
16-20	Un quarto di intensità—75%

La precisa intensità di un apparecchio radio è, come è noto, un fattore importante nel determinare quanto fedelmente la riproduzione segua l'originale.

Consideriamo che un programma venga diffuso con una intensità che segua la linea a 70 phon di fig. I, su tutta la gamma. Se non viene introdotta distorsione alcuna alla trasmissione od alla ricezione, il suono risulterà identico all'originale se verrà riprodotto con intensità di 70 phon. Se però il controllo di volume è posto 10 decibel sopra il valore corretto, l'intensità sarà di 80 phon a 1000 per/sec., di 83 phon a 200 per/sec., e di 91 phon a 50 per/sec. L'equilibrio originale delle intensità è stato perduto e la riproduzione risulterà rimbombante, a causa dell'aumento di risposta alle basse frequenze. Allo stesso modo se la riproduzione è di intensità inferiore all'originale, le frequenze inferiori saranno eccessivamente diminuite e la qualità mancherà di bassi.

G. S.

Per rendere più chiaro ai lettori questo concetto, riportiamo da Alta Frequenza di Agosto 1937 la recensione dell'articolo: Valutazione quantitativa della sensazione sonora di Rschevkin e Rabinovitch (*Revue d'Acoustique, settembre-dicembre* 19'6).

Il problema della valutazione quantitativa della sensazione sonora soggettiva è stato trattato con una certa esattezza soltanto in questi ultimi tempi. E' noto come la relazione intercedente fra la sensazione sonora S e l'intensità J del suono venisse generalmente espressa con la legge di Weber-Fechner: S=log J: legge che però non corrisponde alla realtà dei fatti poichè si constata che gli aumenti relativi Δ J/J di intensità non sono uguali per i diversi livelli al di sopra della soglia di udibilità e che, a seconda dell'altezza dei suoni, è diversa la variazione della sensazione sonora in funzione dell'intensità.

Lavori interessanti sono stati eseguiti a questo proposito da H. Fletcher e W. Munson e da R. Riess, che hanno determinato sperimentalmente due leggi variazione della sensazione sonora in funzione dell'intensità espresse graficamente dalle curve 1 e 3 di fig. 1a, e da altri; ma le conclusioni sono diverse a seconda dei ricercatori. Per ottenere risultati più rispondenti alla realtà gli autori hanno studiato tutte le possibili cause di errore dei precedenti metodi ed hanno condotto le loro ricerche nel modo seguente: un generatore di suoni a 1000 Hz può venire collegato a due diversi attenuatori e l'ascoltazione si effettua a mezzo di una cuffia telefonica con un solo auricolare; si fa sentire all'ascoltatore il suono iniziale per 0,4 secondi, poi, dopo una pausa di 0,4 secondi, il suono modificato ancora per 0,4 secondi.

Fig. 2 - Relazione tra la scala delle sensazioni e quella delle intensità in phon.

Una lunga serie di esperienze ha condotto alle seguenti conclusioni:

1) Si possono valutare quantitativamente con una certa esattezza quelle variazioni di sensazione sonora per le quali il rapporto fra le due sensazioni iniziale e finale è semplice (1:1, 3:1, 4:1, 1:2, 1:3, 1:4): variazioni di sensazione sonora in rapporto 10:1, 100:1 dànno risultati molto poco esatti.

2) E' necessario non prolungare la ascoltazione oltre un certo tempo (frazione di secondo), poichè la fatica dell'orecchio diminuisce considerevolmente la differenza dei livelli d'intensità, necessaria per avere una determinata variazione di sensazione sonora.

3) La valutazione di un cambiamento di sensazione sonora è diversa a seconda che si tratti di aumento o diminuzione; cioè variazioni uguali ma in senso contrario non riconducono al punto di partenza: si ha una certa « isteresi».

4) Nell'intervallo 35-100 decibel e per un suono avente la frequenza di 1000 Hz, il diagramma rappresentativo (curva 3 di fig. 1a) delle variazioni della sensazione sonora S (in unità convenzionali) in funzione del livello d'intensità L (in decibel) differisce poco da una retta e può essere espresso dalla relazione.

$$\log_{10} S = 0{,}0128\ L + K$$

dove K è una costante dipendente dalla scelta delle unità. Se si vuol far corrispondere il punto d'intersezione di questa curva con quella di Fletcher e Munson ad un livello di 60 decibel (livello arbitrario) risulta K=1,32 e quindi

$$\log_{10} S = 0{,}0128 L + 1{,}320$$

GENERAL RADIO EXPERIMENTER.

H. H. DAWES - *Visual-type frequency monitors* (monitori di frequenza del tipo visuale).

F. IRELAND - *High-speed measurement with the Strobotac* (misura di elevate velocità con lo Strobotac).

Ci è stato spesso richiesto come misurare le velocità al di fuori della gramma 600 ÷ 14,400 giri al m. coperta dallo Strobotac. Velocità minori di 600 giri al m. si possono misurare con un semplice espediente: tracciando solamente un raggio sull'albero che è in esame. La velocità è allora quella dello Strobotac (relativa ad un modello multiplo immobile della linea tracciata) divisa per il numero di raggi visti nel modello.

Per velocità superiori a 14400 giri al m. la formula è

$$\text{giri al m.} = \frac{a\ b}{a - b}$$

ove *a* e *b* sono le posizioni adiacenti dello Strobotac che danno immagine immobile.

Aumentando la velocità aumenta anche l'errore introdotto per il fatto che *a-b* diventa sempre più piccolo.

Si prendano allora *a* e *b* molto lontani e si moltiplichi il risultato per il numero di immagini immobili viste passando da *a* verso *b*.

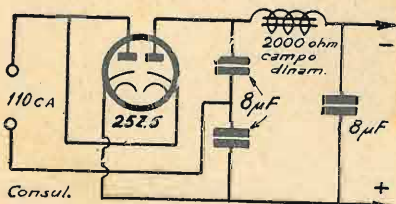
Confidenze al Radiofilo

3906-*Cn.* - TAGLIARINI NATALE - *Aosta.*

D. - *E' possibile ottenere una tensione di 200 Volta in corrente continua, da una valvola raddrizzatrice tipo 25Z5, alimentata con una tensione di linea di 110 volta in corrente alternata? Se sì, come è l'applicazione?*

E' regolare lo schema sotto aggiunto? Detta valvola alimenta un apparecchio a 5 volta.

R. - E' possibile ottenere 200 volta CC applicando 110 V.C.A. mediante una valvola raddoppiatric 25Z5, ma il circuito da Lei sottopostoci, pur essendo esatto non è assolutamente adatto allo sco-

po. Si valga dello schema che qui pubblichiamo. La resistenza e le connessioni per l'accensione delle valvole rimangono immutate.

*

3907-*Cn.* - DOTT. CORRADO DEL PESCE - *Roma.*

R. - Il circuito di voltmetro a valvola che Ella ha prescelto non è dei miglio-

Questa rubrica è a disposizione di tutti i lettori, purchè le loro domande, brevi e chiare, riguardino apparecchi da noi descritti. Ogni richiesta deve essere accompagnata da tre lire in francobolli. Desiderando. sollecita risposta per lettera, inviare lire 7,50.

Agli abbonati si risponde gratuitamente su questa rubrica. Per le risposte a mezzo lettera, essi debbono uniformarsi alla tariffa speciale per abbonati che é di lire cinque.

Desiderando schemi speciali, ovvero consigli riguardanti apparecchi descritti da altre Riviste, L. 20; per gli abbonati L. 12.

ri. Infatti con esso è praticamente impossibile portare l'indice a zero (perchè riducendosi a zero la corrente anodica si riduce a zero anche la caduta di potenziale in P_1. Inoltre la sensibilità è scarsissima cominciando le indicazioni quando si applica una tensione da misurare superiore o almeno pari a quella di caduta in P_1. Infine subentrano anomalie dovute alla capacità interna sulla scala maggiore e lo strumento non presenta resistenza infinita (o quasi) come dovrebbe essere per un buon voltmetro a valvola. La consigliamo di adottare il circuito descritto nel supplemento « Tecnica di laboratorio » allegato al N. 11 anno 1937, che le possiamo fornire, della nostra rivista. Usi eventualmente le stesse valvole in suo possesso con lo stesso circuito di alimentazione applicando un diodo doppio tipo ABC2 Philips o Tungsram TABC2.

*

3908-*Cn.* - TRISCHETTI EMILIO - *Domodossola.*

D. - *Vogliate informarmi dei modi migliori per controllare il funzionamento o meno di un oscillatore modulato, meglio ancora i modi per controllare le diverse parti dell'apparecchio. Ho costruito l'oscillatore descitto su* « l'Antenna » *n. 11 del 1936, ma non funziona; collegato con un'apparecchio radio in funzionamento, diminuisce la potenza dell'audizione dell'apparecchio radio, ma null'altro e girando il condensatore variabile dell'oscillatore non produce alcuna modificazione sull'audizione.*

R. - Controlli in senso relativo e i collegamenti delle bobine dell'oscillatore che non vi sia qualche inversione.

Faccia verificare per bene la valvola oscillatrice. Esamini se i conduttori di uscita non sono in corto circuito. Ella non ci dice inoltre se il milliampèrometro segna passaggio di corrente quando è inserito nel circuito di griglia. Questo è l'indice più sicuro di funzionamento. Eventualmente abolisca la resistenza di 50.000 ohm che è in parallelo al variabile. Provi, lasciando detta resistenza, ad inserire un condensatore di 1000 mmF in quel tratto di conduttore che va dalla detta resistenza al variabile (nello schema) dalla parte della griglia. E' normale che applicando l'oscillatore ad un apparecchio in funzione si riduca durante l'applicazione la captazione di quest'ultimo.

*

3910-*Cn.* - ARNOLDO DOTT. FRANCO - *Roveda.*

D. - 1. *Nella S.E.132bis non si potrebbe sostituire la 6B7 con una WE30, tanto per la uniformità?*

2. *Non sarebbe meglio usare la serie Fivre 6A8G, 6B8G, 6V6G senza menomare l'efficienza dell'apparecchio, non per capriccio, ma per la maggior facilità della sostituzione in tempo avvenire. A quanto credo le WE sono di fabbrica estera, mentre le seconde è noto che sono fabbricate in Italia.*

3. *Perchè su ricevitori di numero limitato di valvole, come sarebbe della S.E.132bis, non vengono applicati dinamici a magnete permanente?*

4. *Nei casi prospettati ad 1 e 2 potreste fornirmi lo schema elettrico oppure — se lo schema resta inalterato — i dati relativi resistenze e condensatori.*

R. - La W 30 non sostituisce la 6B7 essendo una valvola di potenza per l'amplificazione finale.

La 6B7, nell'E.S.132 e 132bis, può essere sostituita dalla DT3 e DT4 Zenith o dalla E444 o WE26 della Philips (o similiari di altre case).

Si possono sostituire le nuove valvole a caratteristiche metalliche a quelle attualmente in uso sul ricevitore. Non mancheremo di parlarne prossimamente sulla rivista.

L'applicazione di altoparlanti a magnete permanente implica l'impiego di una impedenza per filtrare la corrente di alimentazione. Normalmente detta funzione è svolta dall'avvolgimento di eccitazione del dinamico.

*

3911-*Cn.* - A. B. C.

L'inserzione del cristallo di quarzo non può essere effettuata come Ella ha indicato nel suo schema. Infatti, in tale modo esso interrompe, agli effetti delle componenti continue, il circuito di griglia.

Provi infatti a misurare con un buon voltmetro la tensione continua che si forma agli estremi del cristallo e potrà farsene un concetto. A tale fatto è da ascriversi il ronzio di CA presente nell'onda portante e la sua modulazione da parte dell'onda della locale che è presente sui conduttori della rete di illuminazione.

La consigliamo di montarsi il circuito descritto dai sigg. Bigliani e Turletti nel n. 10 anno 1937 usando quale resistenza di griglia un potenziometro (usa-

RIFERENDOMI allo schema da Voi gentilmente fornitomi, e che ho ultimato di montare ora, devo dirvi che, per quanto abbia montato una discreta quantità di apparecchi sono rimasto, oltre che soddisfatto, veramente meravigliato dei risultati ottenuti col vostro schema. - Traversetti, Roma.

to come resistenza variabile) di 20.000 ohm. La modulazione potrà eventualmente realizzarla connettendo il secondario del trasformatore di modulazione in serie a detta resistenza.

*

3912-*Cn.* - Rosario Catalbiano - *Catania.*

D. - *Con materiale in mio possesso vorrei costruire alimentatore per AT, secondo lo schema.*

Detto alimentatore dovrebbe servire anche per la AT di apparecchi a batterie per esempio un bivalvolare c. c. con valvole L408.

Vi prego farmi conoscere a mezzo Rivista se va bene lo schema e quale valore deve avere, R2 *e come posso costruire detta* R2, *e quale è la tensione massima raddrizzata.*

R. - Il circuito di alimentatore che Ella ci sottopone va bene. La tensione ricavabile è però molto diversa a seconda dell'assorbimento di corrente operata dal ricevitore. La tensione massima, senza carico, si aggira sui 200 volt ma scende subito col crescere del carico.

Con carico di 10 mA scenderà a circa 125 V.

E' consigliabile, per alzare d'un tantino la tensione utilizzabile di sostituire la resistenza di 2000 con una impedenza di circa 20H.

*

3913-Cn. - B9Xk4 Dressecich - *Trieste.*

D. - *Vorrebbe montarsi il* SR 511 *ed è in possesso di un variabile ad aria a minima perdita isolato in quarzo dello stesso tipo di quello impiegato in detto ricevitore, ma avante capacità di* 300 *cm. invece che di* 500 *cm.*

Domanda se la sostituzione è possibile e quali accorgimenti deve usare.

R. - Monti pure il variabile di 300 cm., l'aggiunta di altri variabili renderebbe inutile l'impiego di quello a minima perdita. Aumenti invece le spire della sezione della bobina chè e connessa ai capi di detta variabile e precisamente di 5 spire.

Il risultato sarà identico, soltanto la banda delle stazioni ricevibili sarà leggermente più stretta.

Quali sono i montaggi che vi piacerebbe veder descritti sulla rivista?

Diteccelo, che sarà nostra cura studiarli e metterli a punto sotto la direzione dei nostri tecnici.

VARIE

L'esperienza ha dimostrato che è possibile fare uso dei cavi per il trasporto di alte frequenze su grandi distanze, ed in America e Inghilterra viene usato allo scopo un cavo coassiale.

In Germania è stato elaborato un tipo diverso di cavo, ma ultimamentegli sviluppi mostrano una tendenza verso il tipo di cavo coassiale in preferenza al tipo simmetrico che viene usato attualmente. E' stato trovato che un cavo ad un solo conduttore è molto vantaggioso per frequenze superiori a 300000 p. sec.

I nuovi cavi tedeschi per alte frequenze fanno uso di un nuovissimo materiale isolante costituito a base di trolitul: esso è chiamato *Styroflex*. Tale cavo permette la costruzione del cavo ad ampia banda con attrezzatura ordinaria ed, è quindi molto meno costoso dei cavi coassiali fatti con isolatori non flessibili.

Lo *Styroflex* ha le stesse eccellenti proprietà dielettriche del trolitul e, confrontato colla carta, è egualmente flessibile, non è igroscopico, ed è molto migliore sotto altri punti di vista.

Il tipo di cavo simmetrico consiste di due conduttori separati da spirali di Styroflex e mantenuti perfettamente paralleli da una striscia di Styroflex. Esso ha un diametro esterno di 25,5 mm. ed a un milione di periodi al sec. ha un fattore di smorzamento di 0,19 neper al chilometro. Il cavo concentrico ha un fattore di smorzamento di solo 0,19 neper al chilometro alla stessa frequenza, ed ha un diametro esterno di 19 mm.

I costruttori dichiarano di poter fare facilmente trasporti di frequenze fino a quattro milioni di per. al sec. con questo tipo di cavo. Ciò non è ancora stato pubblicamente provato, ma sappiamo che il cavo di televisione tra Berlino e Lipsia è stato fornito dai costruttori del nuovo cavo.

*

Nel Congresso della Radio che sarà tenuto prossimamente al Cairo, verranno trattate in modo particolare alcune questioni riguardanti la trasmissione delle onde corte.

Anzitutto verrà esaminato il problema riguardante la trasmissione contemporanea da due stazioni sulla stessa lunghezza d'onda a mezzo di onde a fascio. In seguito verrà trattata la separazione in frequenza delle trasmittenti ad onda corta. Gli esperimenti verranno affettuati dalla stazione Sud-Americana W2XE e da quella Inglese di Daventry, mentre le registrazioni saranno eseguite in Belgio ed in Inghilterra per la prima trasmittente, ed in Argentina per la seconda.

Abbonatevi a "L'ANTENNA"

La colpa è della radio?

Sotto il titolo « *Il mondo sarà destinato a diventare un deserto?* » si legge che alcuni scienziati tedeschi hanno notato che in quasi tutte le parti del mondo si vanno formando notevolissimi cambiamenti atmosferici e climatici; dopo aver esaminato varie delle cause, che secondo essi provocano detti fenomeni, concludono col riportare il parere di autorevoli meteorologhi su tale argomento.

Essi temono che i cambiamenti climatici siano dovuti principalmente ai disturbi atmosferici prodotti dalle onde erziane. Le continue trasmissioni di onde elettriche, dovute all'enorme incremento avuto negli ultimi anni ed in tutte le parti del mondo dalla radio, saturano l'atmosfera d'una quantità di elettricità che prima non vi era e producono quindi degli squilibri e dei cambiamenti di pressione. Da quando le stazioni radio sono andate moltiplicandosi nel mondo si registra in certe zone un sensibile aumento di temporali, di uragani, di catastrofi prodotte da diluvi, da cicloni e da grandinate ed in altre una sempre più minacciosa mancanza di pioggia.

La responsabilità tecnico scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
D. BRAMANTI, direttore responsabile

Graf. ALBA - Via P. da Cannobio, 24 Milano

Piccoli Annunzi

L. 0,50 alla parola; minimo 10 parole per comunicazione di carattere privato. Per gli annunzi di carattere commerciale, il prezzo unitario per parola è triplo.

I « piccoli annunzi » debbono essere pagati anticipatamente all'Amministrazione de l'« Antenna ».

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di 12 parole all'anno.

VENDO MASESTI americano potente selettivo R.C.A., mobile bellissimo, Lire 650, 3 valvole 81 nuove R.C.A. miglior offerente. Trocca Ero, via Bianzè 23, Torino.

CEDO VALVOLE nuove A442, C491, APP495, 24A, variabile Ducati 2×380 Centodieci. Margariti, Genala, 4, Cremona.

RACCOLTA COMPLETA « La Radio », « l'Antenna » 1932. - « Vie d'Italia » 1924 1934, cedo miglior offerente. Pizzichini Aldo, Acquaviva, Montepulciano (Siena).